

Христо Иванов Гигов
Иван Янков Янков
Лъчезар Илиев Бекаров

ИЗМЕРОВАНИЯ В ЕЛЕКТРОНИКАТА

ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ - Варна
2003 г.

Доц. д-р инж. Христо Иванов Гигов
Гл. ас. инж. Иван Янков Янков
Гл. ас. инж. Лъчезар Илиев Бекяров

ИЗМЕРВАНИЯ В ЕЛЕКТРОНИКАТА

(СХЕМОТЕХНИКА, ПРОЕКТИРАНЕ , ЕКСПЕРИМЕНТ)

Под общата редакция на доц. д-р инж. Христо Гигов

ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ – ВАРНА

2003 г.

Рецензенти:

Доц. д-р инж. Илия Атанасов

Доц. д-р инж. Андрей Андреев

Гигов Х. И., Янков И. Я., Бекяров Л. И.

Измервания в електрониката. (Учебно пособие за лабораторни упражнения и курсови работи). Варна, Технически университет – Варна, 2003.

175 стр.

В учебното пособие са разгледани схемотехниката и метрологичните характеристики на най-разпространени видове електронни измервателни преобразуватели и уреди: измервателни усилватели, измервателни изправители, преобразуватели на напрежение в ток, преобразуватели на съпротивление и честота в напрежение, преобразуватели на напрежение в честота, измервателни генератори, преобразуватели на съпротивление, капацитет и индуктивност в период, аналого-цифрови преобразуватели, цифрови честотомери, периодомери и фазомери и цифрови волтметри.

Пособието е предназначено за студенти и инженери, занимаващи се в областта на измерванията и автоматиката.

ISBN – 954-20-0224-6

Увод

В учебното пособие “Измервания в електрониката” се привеждат сведения за схемотехниката на основните и най-разпространени видове електронни измервателни преобразуватели и уреди. Особено внимание е отделено на метрологичния анализ, на изчислението на грешките и на методите за повишаване на точността на измервателните средства.

Приведените в темите основни принципи за построяване на електронни измервателни преобразуватели, както и изведените аналитични зависимости, позволяват пълно схемотехнично и метрологично проектиране на разнообразни електронни измервателни устройства, използващи се в практиката.

Пособието е структурирано в тринадесет теми и три приложения. Първата тема е посветена на основните теоретични сведения, необходими за метрологичния анализ на електронните измервателни средства и има съществено значение за усвояването и разбирането на останалите теми. Останалите теми съдържат теоретична част (схемотехника и метрологичен анализ), описание на експерименталната постановка, задачи за лабораторни упражнения и контролни въпроси. В приложенията са дадени методични указания за провеждане на лабораторните упражнения и за разработката на курсовите работи, а също така са приведени основните технически параметри на някои специфични за измервателните устройства градувни елементи (резистори, кондензатори, операционни усилватели, опорни източници на напрежение, аналогови ключове, схеми за извадка и запомняне и преобразуватели на напрежение в честота).

Учебното пособие “Измервания в електрониката” е предназначено за подготовката на лабораторните упражнения и разработката на курсовите работи на студентите от специалност “Електроника” и “Компютърни системи и

технологии” и е съобразено с учебните програми по едноименните дисциплини. Може да се използва, също така, от студенти от други специалности, както и от дипломанти и инженери, занимаващи се в областта на измервателната електроника.

Учебното пособие е написано от доц. д-р. инж. Христо Гигов. Лабораторните упражнения по Теми 9, 10 и 12 са разработени от гл. ас. инж. Иван Янков, а лабораторното упражнение по Тема 3 от гл.ас. инж. Лъчезар Бекяров. Графиката е подготвена от инж. Живко Димитров, инж. Николай Недев и инж. Ради Ангелов.

Авторите ще приемат с благодарност всички критични забележки и препоръки, които биха допринесли за подобряване на качеството на следващите издания.

1. ОБЩИ ВЪПРОСИ НА ИЗМЕРВАНИЯТА В ЕЛЕКТРОНИКАТА

1.1. Обект на измерванията в електрониката

Измерванията в електрониката представляват съставна част на един от най-важните отрасли на съвременната наука и техника – метрологията и измервателната техника. Названието “Измервания в електрониката” има два аспекта:

- измервания в електрониката и в други отрасли на техниката, където се използват електронни устройства;

разработка на методи и средства за измерване на базата на съвременните постижения на електрониката и микроелектрониката.

Първият аспект в голяма степен, от методологична гледна точка, е отразен в дисциплината “Електрически измервания”, където се изучават методите и част от средствата за измерване на електрическите величини. Дисциплината “Измервания в електрониката” се явява непосредствено продължение на курса “Електрически измервания” и има за цел да разшири знанията в посока на специфичния обект на измерване – електрониката и особено, в посока на приложението на съвременната електроника за изграждане на измервателни средства. Обект на измерванията в електрониката са стойностите на физичните величини, параметри и характеристики на електрическите сигнали и електронните вериги (на техните компоненти и режими). Главни особености на измерванията в електрониката са извънредно широкият диапазон от стойности на измерваните величини и сложността на обекта на измерване. Тези особености предполагат да се изучи добре обекта на измерване и да се избера подходящ метод и средство за измерване. В много случаи широко разпространените измервателни средства не могат да решат измервателния проблем, поради което се налага да се създадат уникални (в смисъла на приложими само за конкретния случай), измервателни методи и вериги, както и за вграждане на такива в електронните съоръжения. Всичко това налага необходимостта от задълбочено познаване както на схемотехниката, така и на принципите на изграждане на електронните измервателни средства и в частност, на методите за анализ и повишаване на точността им, което се явява и основен акцент в съдържанието на дисциплината “Измервания в електрониката”.

1.2. Основни определения и терминология

Под измерване се разбира, в най-общия случай, способ за количествено познание на свойствата на физичните обекти. Следователно, измерването е информационен процес. **Информация**

това е съвкупност от сведения, намаляваща началната неопределеност на обекта. Едни от най-важните сведения за обектите са тези, за количествените характеристики на техните свойства, които се получават чрез измерване. Материалният носител на информацията се нарича **сигнал**. Сигналят на измервателната информация има **информативен параметър** параметър, функционално свързан с измерваната величина. Параметрите на сигнала, които не са функционално свързани с измерваната величина се наричат неинформативни.

В процеса на измерване се извършва един или друг вид преобразуване на сигналите, носещи информация, Такива преобразувания, извършващи се със зададена точност се наричат **измервателни преобразувания**, а средствата, които ги извършват - **измервателни преобразуватели**.

С измервателния процес се цели получаването на резултата от измерването във вид на именовано число (число, изразено в единиците на измерваната величина) и оценка на точността, с която е получено това число. Следователно, в края на измервателния процес се получава число, изразено по един или друг начин.

В общия случай, при измерването могат да имат място няколко вида измервателни преобразувания. На първия етап от измерването може да се осъществява **аналогово преобразуване** на непрекъснати сигнали. След това е възможно да се извърши **аналого-цифрово преобразуване**, при което се получава стойността на величината във вид на число. В някои случаи е възможно да се извърши **цифро-аналогово** преобразуване на сигнала, т.е., получаване на сигнал, информативния параметър на който е пропорционален на резултата от измерването (на числото).

В частни случаи, едно или друго преобразуване може да отсъства, но във всички случаи се осъществява аналого-цифрово преобразуване. Последното се извършва или автоматически (в цифровите измервателни уреди или в аналого-цифровите преобразуватели АЦП), или от човека при аналоговите уреди. В последния случай, операторът, по отчетното устройство на аналоговия измервателен уред, отчита резултата от измерването във

вид на число, като по същество извършва (след аналоговото преобразуване на входната величина в ъглово преместване на стрелката) измервателните операции сравнение, квантоване и кодиране, явяващи се основни операции на аналого-цифровото преобразуване.

Всички измервания се извършват с помощта на средства за измерване. Свойствата на последните се оценяват с характеристики, сред които от особена важност са **метрологичните характеристики**, т.е. тези характеристики, от които зависи точността на измерването. Важен отличителен признак на средствата за измерване са техните нормирани метрологични характеристики, благодарение на които може да се извърши оценка на точността на измерването. Тъй като последното е абсолютно необходимо за получаване на резултата от измерването, определянето на метрологичните характеристики на средствата за измерване и тяхното нормиране е от особена важност за измервателната техника.

1.3. Грешки на измерванията и на средствата за измерване

Съществуват редица признаци за класификация на грешките на измерванията и на средствата за измерване [1,3]. Ще приведем най-съществените от тях.

1.3.1. Според математическото изразяване:

абсолютна ΔX , изразена в единиците на измерваната величина X и представляваща разликата между измерената стойност X_n (показанието) и действителната стойност X_0 на величината:

$$\Delta X = X_n - X_0 \quad (1.1)$$

Абсолютната грешка се използва най-често за представяне на резултата от измерването, например, чрез интервалната му оценка: $X = X_n \pm \Delta X$.

относителна δX , определена като отношение на абсолютната грешка ΔX и действителната стойност X_0 на измерваната величина

$$\delta X = \Delta X / X_0 \quad (1.2)$$

и изразена най-често в проценти.

Тъй като в повечето случаи действителната стойност X_0 е неизвестна, се разчита на това, че измерената стойност не се различава съществено от действителната и във формула (1.2) вместо X_0 се записва X_n : $\delta X \sim \Delta X / X_n$.

Относителната грешка се използва най-често за оценка на грешката на измерването или за сравнение на точността на различни измервания.

приведена γX , определена като отношение на абсолютната грешка ΔX и някаква нормираща стойност X_n на измерваната величина

$$\gamma X = \Delta X / X_n \quad (1.3)$$

и изразена най-често в проценти.

При измервателните средства най-често, за нормираща стойност X_n на измерваната величина се приема обхватът на измервателното средство.

Приведената грешка се използва най-често за оценка на точността на измервателното средство и за определяне на неговия клас на точност. Така, в повечето случаи, класът на точност A се дефинира като число от стандартизиран ред на класове на точности, най-близко и по-голямо или равно на максималната приведена основна грешка на измервателното средство, изразена в проценти. Така, например, ако в резултат от проверката на измервателен уред в целия му обхват и в диапазона на нормалните му условия на работа е получена максимална приведена грешка $|\gamma X_{max}| = 0.22\%$, то за клас на точност на уреда се приема най-близката по-голяма стандартна стойност: $A = 0.25$.

При еднократни измервания, класът на точност A на уреда често се използва за представяне на резултата от измерването чрез неговата интервална оценка: $X = X_n \pm \Delta X_{max}$, където X_n – показание, $\Delta X_{max} = A \cdot X_n / 100$ и X_n – обхват на измервателния уред.

1.3.2. Според източника за възникване на грешката:

- *методична* – дължаща се на несъвършенството на *метода на измерване*. Най-често тази грешка възниква, когато се използват непреки (косвени или съвкупни) измервания, при които се измерва не търсената величина, а други, функционално свързани с нея.

инструментална дължаща се на несъвършенството на *измервателното средство*, на неговите грешки. Грешките на измервателното средство се определят от схемата и качеството на елементите и възлите, от които е съставено, от влиянието на условията на работа (влиянието на външната среда), както и от влиянието на неинформативните параметри на изследвания сигнал.

енергетична дължаща се на *консумирането* от измервателното средство *на мощност* от обекта на изследване. Като

правило, тази грешка възниква, когато се използват непреки измервания, поради което често пъти тази грешка се отнася към методичните грешки.

субективна – дължаща се на невниманието, небрежността или неправилните манипулации на *оператора* в процеса на измерване и фиксиране на резултатите.

1.3.3. Според условията на използване (на работа) на средството за измерване:

основна – определена като сумарна грешка при *нормални условия* (околна температура, относителна влажност, атмосферно налягане, захранващо напрежение стойност, честота, форма, ускорения и вибрации, радиационен фон и други, в граници и норми, определени от стандарти или технически условия).

- *допълнителна* – дължаща се на отклонението на условията на работа от нормалните, т.е. от *отклонението на влияещата величина* от нормалната ѝ стойност или от излизането и извън нормалния ѝ диапазон на изменение.

1.3.4. Според зависимостта на грешката от скоростта на изменение на измерваната величина:

статична определена като сумарна грешка при измерването на *постоянни или бавно изменящи се във времето величини*.

- *динамична* определя се като разлика между грешката на измервателното средство в динамичен режим (при бързи изменения на измерваната величина) и статичната му грешка, съответстваща на стойността на величината в дадения момент от време. В този смисъл динамичната грешка се явява *допълнителна грешка от влияещия фактор* – скорост на изменение на измерваната величина.

1.3.5. Според закономерността на проявяване на грешките:

систематична грешки, *запазващи* при повторни измервания своите *стойност и знак* или *променящи се по определен (известен) закон във времето*. Систематичните грешки могат да бъдат предвидени и коригирани или компенсирани.

случайна – грешки, *променящи* при повторни измервания своите *стойност и знак по случаен начин* (по неизвестен и непредвидим закон във времето).

Следва да се отбележи, че в много случаи, разделянето на грешките на систематични и случайни е в известна степен условно и

се определя от степента на познание на свойствата на измервателното средство и въздействията на влияещите фактори.

1.3.6. Според зависимостта на абсолютната грешка от стойността на измерваната величина :

адитивна – съставлява на абсолютната грешка, *независеща от стойността на измерваната величина*. Адитивната грешка е постоянна в целия измервателен диапазон на измерваната величина, включително и при стойност нула, поради което често тази грешка я наричат *грешка на нулата*.

мултипликативна (пропорционална) съставлява на абсолютната грешка, *пропорционална на стойността на измерваната величина*. При линейните измервателни средства мултипликативната грешка се дължи на грешката на номиналната им чувствителност, поради което често тази грешка я наричат *грешка на чувствителността (на коефициента на преобразуване, на коефициента на усиляване)*.

нелинейна (грешка от нелинейност) съставлява на абсолютната грешка, *изменяща се нелинейно от стойността на измерваната величина*. Грешката от нелинейност се дължи на нелинейността на измервателното средство на зависимостта на номиналната функция на преобразуване (в частност, коефициент на преобразуване) от стойността на измерваната величина.

Класификацията и обобщения анализ на грешките са разгледани достатъчно подробно в общия курс “Електрически измервания” Там се дават и обобщени препоръки и методи за повишаване на точността на измерванията и средствата за измерване. По-задълбочен анализ и получаване на конкретни съотношения, обаче, в общия курс не се привеждат, тъй като това става възможно само при конкретизиране на обекта на анализ. Поради това, в следващите два параграфа, ще се спрем по-подробно само на анализа на инструменталните грешки, отразяващи спецификата на електронните измервателни средства.

1.4. Методика за анализ на адитивните, мултипликативните и нелинейните грешки.

Този параграф има два приложни аспекта, насочени към повишаване на точността на измервателните средства и обосновани от факта, че в повечето случаи, трите съставлящи на сумарната инструментална грешка се причиняват от различни източници:

теоретичен анализ на адитивната, мултипликативната и нелинейната грешки и предприемане на балансиран мерки за тяхното намаляване с цел обезпечаване на зададена сумарна грешка;

декомпозиция на експериментално определената сумарна абсолютна инструментална грешка на адитивна, мултипликативна и нелинейна съставящи, определяне на доминиращата съставяща и предприемане на мерки за намаляването ѝ.

В общия случай инструменталната абсолютна грешка зависи от стойността на входната величина x и се изразява с многочленни формули. Действително, реалното уравнение на преобразуване $y_p = f_p(x)$ се отличава от номиналното $y_n = f_n(x)$ и използвайки тяхното разложение в степенния ред на Маклорен [7]:

$$y_p = f_p(0) + f_p'(0) \cdot x + \frac{1}{2!} f_p''(0) \cdot x^2 + \frac{1}{3!} f_p'''(0) \cdot x^3 + \dots \quad (1.4)$$

$$y_n = f_n(0) + f_n'(0) \cdot x + \frac{1}{2!} f_n''(0) \cdot x^2 + \frac{1}{3!} f_n'''(0) \cdot x^3 + \dots \quad (1.5)$$

можем да напишем израза за абсолютната грешка на уравнението на преобразуване:

$$\begin{aligned} \Delta y = y_p - y_n &= f_p(0) - f_n(0) + [f_p'(0) - f_n'(0)] \cdot x + \frac{1}{2!} [f_p''(0) - f_n''(0)] \cdot x^2 + \\ &+ \frac{1}{3!} [f_p'''(0) - f_n'''(0)] \cdot x^3 + \dots = \Delta_0 + \delta_m \cdot x + \varepsilon_{кр} \cdot x^2 + \varepsilon_{кв\delta} \cdot x^3 + \dots \end{aligned} \quad (1.6)$$

където: Δ_0 адитивна съставяща на грешката, независеща от входната величина; $\delta_m \cdot x$ мултипликативна съставяща на абсолютната грешка, пропорционална на първата степен на входната величина, $\Delta_{кр} = \varepsilon_{кр} \cdot x$ квадратична съставяща на грешката, пропорционална на втората степен на входната величина и т.н.

В практиката на измерванията е възприето съставящите на абсолютната грешка във формула (1.6), пропорционални на втората и по-високите степени на входната величина да охарактеризирват обобщеното понятие "нелинейност", при което, формула (1.6) може да се представи в следния по-обобщен вид:

$$\Delta y = \Delta_a + \Delta_m + \Delta_{нет} \quad (1.7)$$

където $\Delta_{нет}$ - грешка от нелинейност.

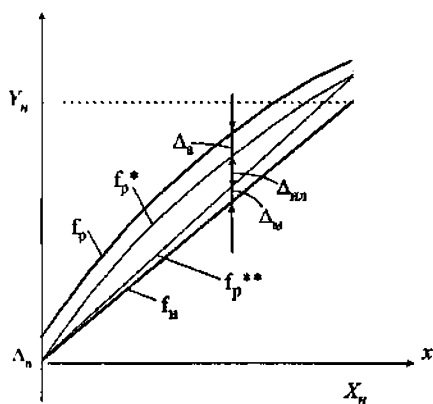
От съществено значение за практиката с обособяването (пъзолирането) на трите съставящи на грешката (1.7), тъй като

методите за тяхната корекция са различни. Така, например, при измервателните усилватели, *адитивната грешка* се причинява главно от остатъчните напрежения и входните токове на операционните усилватели. Следователно, мерките, които следва да се предприемат за намаляване на адитивната грешка се свеждат до правилен избор на операционен усилвател, до компенсация на остатъчното напрежение и входни токове, а ако и това не се окаже достатъчно до използване на структурно-алгоритмични методи, каквито са усилвателите с периодична корекция на дрейфа, както и усилватели с “модулация и демодулация на сигнала в правата верига” *Мултипликативната грешка*, от своя страна, се причинява от толеранса и температурната нестабилност на резисторите в обратната връзка. Мерките за намаляване на мултипликативната грешка, в този случай, се свеждат до въвеждане на променлив резистор за коригиране на толеранса на резисторите и подбор на резистори с подходящ “ТКС” (температурен коефициент на съпротивление). *Грешката от нелинейност* при измервателните усилватели, изпълнени на базата на съвременни операционни усилватели, се оказва на няколко порядъка по-малка от адитивната и мултипликативната грешки и на практика се пренебрегва.

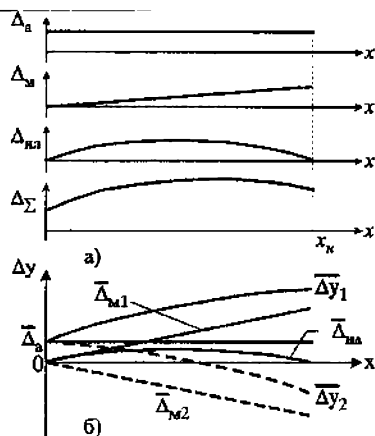
Освен аналитичният метод за декомпозиция, в практиката се предпочита графичният метод за декомпозиция, илюстриран на *Фиг. 1.1*. За целта, най-напред се определя адитивната грешка: $\Delta_a = f_p(0) - f_n(0)$. След това, реалното уравнение на преобразуване f_p се коригира с адитивната грешка Δ_a , с което се получава транслираното в началото на координатната система реално уравнение на преобразуване $f_p^* = f_p - \Delta_a$. След това, уравнението f_p^* се линеаризира по метода на хордата с права f_p^{**} , съединяваща началната и крайната му точки. Мултипликативната грешка е разликата между f_p^{**} и f_p^* . Грешката от нелинейност се определя от разликата между f_p^* и f_p^{**} .

Следва да се има предвид, обаче, че разграничаването в реалния преобразувател на трите съставлящи на грешката е нееднозначна задача и нейното решение се определя от метода на апроксимация на реалното уравнение на преобразуване. Последното се пояснява от *Фиг. 1.1*, където, за да се извърши декомпозицията, реалното уравнение на преобразуване е апроксимирано с права линия, съединяваща първата и последната му точки, при което се получават едни стойности за съставлящите на абсолютната грешка. Ако, обаче, се избере друг метод на апроксимация, например, по

метода на най-малките квадрати, в общия случай ще се изменят и грешите стойности на съставящите Δ_a , Δ_m и Δ_{rel} . От друга страна, методът за апроксимация на реалното уравнение на преобразуване за конкретното измервателно средство се определя от предвидения начин за калибриране (настройка) на "нулата" и "чувствителността" му (метода за корекция на адитивната и мултипликативната грешки). Следователно, анализът на грешките е свързан и със схемотехническите особености на даденото измервателно средство. Именно това определя необходимостта от съвместното разглеждане въпросите за схемотехниката на измервателните средства и техния метрологичен анализ.



Фиг.1.1



Фиг.1.2

В общия случай компонентите на грешката (Δ_a , Δ_m и Δ_{rel}) са случайни величини със систематични и центрирани съставлящи. В случаите, когато систематичните съставлящи ($\bar{\Delta}_a$, $\bar{\Delta}_m$, $\bar{\Delta}_{rel}$) са преобладаващи с възможно да се направи така, че общата грешка да е по-малка от съставлящите. На *Фиг.1.2* е показан пример, от който се вижда, че при еднакви знаци на отделните систематични съставлящи на грешката, общата грешка ($\bar{\Delta}_y$) се оказва значителна по стойност, докато при различни знаци (в примера е сменен само знакът на мултипликативната грешка - изобразената с пунктирна линия) общата грешка ($\bar{\Delta}_y$) може да се окаже значително по-малка.

На практика графичният метод на декомпозиция се представя в таблична форма. Ще приведем един пример. След метрологична проверка на преобразувател на напрежение U в честота f с номинално уравнение на преобразуване $f_n = 10^3 \cdot U$ за шест стойности на входното напрежение са получени съответните точки от реалното уравнение на преобразуване $f_p(U)$, поместени в Таблица 1.1.

Таблица 1.1

U	V	0.000	2.000	4.000	6.000	8.000	10.000
$f_n(U)$	Hz	0.0	2000.0	4000.0	6000.0	8000.0	10 000.0
$f_p(U)$	Hz	2.0	2005.0	4009.0	6011.0	8011.0	10 012.0

където: $f_n(U)$ – изчислените стойности за изходната честота от номиналното уравнение на преобразуване, а $f_p(U)$ – измерените стойности на изходната честота (съответните точки от реалното уравнение на преобразуване).

За декомпозиция на сумарната абсолютна грешка Δf_y на адитивна Δf_a , мултипликативна Δf_m и нелинейна Δf_{net} съставлящи, в съответствие с графичната интерпретация на Фиг.1.1, извършваме изчисленията, поместени в Таблица 1.2,

Таблица 1.2

U	V	0.0	2.000	4.000	6.000	8.000	10.000
$f_p(U)$	Hz	2.0	2005.0	4009.0	6011.0	8011.0	10 012
$f_n(U)$	Hz	0.0	2000.0	4000.0	6000.0	8000.0	10 000
$\Delta f_s = f_p - f_n$	Hz	2.0	5.0	9.0	11.0	11.0	12.0
$\Delta f_a = f_p(0) - f_n(0)$	Hz	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0
$f_p^* = f_p - \Delta f_a$	Hz	0.0	2003.0	4007.0	6009.0	6009.0	10010
f_p^{**}	Hz	0.0	2002.0	4004.0	6006.0	8008.0	10010
$\Delta f_y = f_p^{**} - f_n$	Hz	0.0	2.0	4.0	6.0	8.0	10.0
$\Delta f_{net} = f_p^* - f_n^{**}$	Hz	0.0	1.0	3.0	3.0	1.0	0.0

където: f_p^* - коригираното с адитивната грешка реално уравнение на

преобразуване f_p а $f_p^{**} = \frac{f_{p\max} - f_{p\min}}{U_{\max} - U_{\min}} U$ - линейризираното по

метода на хордата уравнение f_p^*

1.5. Методика за анализ на инструменталните грешки, причинени от външни влияещи фактори.

Инструменталната грешка се определя от измененията на стойностите на параметрите a_1, a_2, a_n влизаци в уравнението на

преобразуване $y = f(x, a_1, \dots, a_n)$, вследствие външни влияещи фактори (околна температура, относителна влажност, атмосферно налягане и други) или вследствие на влиянието на системативните параметри на измервания сигнал. Ще разгледаме систематичната съставляваща на сумарната инструментална грешка от изменението на неговите параметри, предполагайки систематични отклонения $\Delta a_1, \Delta a_2, \dots, \Delta a_n$ на параметрите a_1, a_2, \dots, a_n . В този случай абсолютната стойност на сумарната грешка ще бъде равна на относителната стойност при $x = const$:

$$\Delta y = f[x, (a_1 + \Delta a_1), \dots, (a_n + \Delta a_n)] - f(x, a_1, \dots, a_n) \quad (1.8)$$

на нейната относителна стойност:

$$\frac{f[x, (a_1 + \Delta a_1), \dots, (a_n + \Delta a_n)] - f(x, a_1, \dots, a_n)}{f(x, a_1, \dots, a_n)} \quad (1.9)$$

Тази формула се явява точна и вярна за всякакви отклонения на параметрите, но поради своята нелинейност често се явява сложна и неудобна за изчисление и за анализ.

В болшинството от случаите, параметрите a_1, a_2, \dots, a_n са достатъчно стабилни във времето и спрямо влияещите величини, поради което техните отклонения $\Delta a_1, \Delta a_2, \dots, \Delta a_n$ са относително малки. Това предположение дава възможност за получаване на по-простени и удобни за анализ и изчисление формули за инструменталната грешка. Действително, ако уравнението на преобразуване $y = f(x, a_1, \dots, a_n)$ се разложи в кратния ред на Тейлор [7] и се положи, че отклоненията $\Delta a_1, \Delta a_2, \dots, \Delta a_n$ са много-по-малки от единица, то членовете от втори и по-висок ред, съдържащи степените на тези отклонения, могат да се пренебрегнат, при което се получава израз, представляващ пълния диференциал dy на функцията y :

$$dy = \frac{\partial y}{\partial x} \Delta x + \frac{\partial y}{\partial a_1} \Delta a_1 + \dots + \frac{\partial y}{\partial a_n} \Delta a_n \quad (1.10)$$

Ако положим $x = const$ то формула (1.10) придобива смисъла на абсолютна стойност на грешката:

$$\Delta y = \frac{\partial y}{\partial a_1} \Delta a_1 + \dots + \frac{\partial y}{\partial a_n} \Delta a_n = \sum_{i=1}^n \frac{\partial y}{\partial a_i} \Delta a_i \quad (1.11)$$

Относителната стойност на грешката δy :

$$\delta y = \frac{\Delta y}{y} = \frac{\partial y}{\partial a_1} \frac{\Delta a_1}{y} + \dots + \frac{\partial y}{\partial a_n} \frac{\Delta a_n}{y} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial y}{\partial a_i} \frac{\Delta a_i}{y}$$

След умножение и деление на всеки член на горното уравнение с a_i получаваме за относителната стойност на грешката δy :

$$\begin{aligned} \delta y &= \frac{\partial y}{\partial a_1} \frac{a_1}{y} \frac{\Delta a_1}{a_1} + \dots + \frac{\partial y}{\partial a_n} \frac{a_n}{y} \frac{\Delta a_n}{a_n} = \frac{\partial y}{\partial a_1} \frac{a_1}{y} \delta a_1 + \dots + \frac{\partial y}{\partial a_n} \frac{a_n}{y} \delta a_n = \\ &= \frac{\partial y / y}{\partial a_1 / a_1} \delta a_1 + \dots + \frac{\partial y / y}{\partial a_n / a_n} \delta a_n = \sum_{i=1}^n \frac{\partial y / y}{\partial a_i / a_i} \delta a_i, \\ &= C_1 \cdot \delta a_1 + \dots + C_n \cdot \delta a_n = \sum_{i=1}^n C_i \delta a_i, \end{aligned} \quad (1.12)$$

където $C_i = (\partial y / y) / (\partial a_i / a_i)$ - тегловен коефициент (коефициент на влияние на относителната грешка δa_i върху сумарната относителна грешка δy). Тук следва да се отбележи, че отношенията $\partial y / \partial a_i$ от формула (1.11) и $C_i = (\partial y / y) / (\partial a_i / a_i)$ от формула (1.12) имат смисъла съответно на абсолютна чувствителност и на относителна чувствителност на преобразувателя към влияещия параметър.

Определянето на относителната стойност на грешката δy може значително да се опрости в случаите, когато уравнението на преобразуване е удобно за логаритмуване. В такъв случай се извършва предварително логаритмуване на уравнението на преобразуване с последващо диференциране. В резултат се получава веднага относителната стойност на пълния диференциал, равна на относителната стойност на сумарната грешка при условие $x = const$. Този метод се нарича метод на "логаритмичния диференциал". Например, да вземем уравнението на преобразуване на измервателните средства с уравновесяващо (обратно) преобразуване (параграф 1.7.2):

$$y = x \cdot k / (1 + k \cdot \beta), \text{ където } k \text{ и } \beta - \text{неинформативни параметри.}$$

и логаритмуване:

$$\ln x + \ln k - \ln(1 + k\beta)$$

след диференциране:

$$dV = \frac{dx}{x} + \frac{dk}{k} - \frac{k d\beta}{1 + k\beta} - \frac{\beta dk}{1 + k\beta}$$

При $x = const$ и след несложни преобразувания:

$$dV = \frac{1}{1 + k\beta} \frac{dk}{k} - \frac{k\beta}{1 + k\beta} \frac{d\beta}{\beta} = \frac{1}{1 + k\beta} \delta k - \frac{k\beta}{1 + k\beta} \delta \beta$$

$$(C_k \delta k + C_\beta \delta \beta) \quad (1.13)$$

Изчисляването на относителната сумарна грешка по формули (1.12) или (1.13) съществено се опростява в сравнение с формула (1.9). Следва да се има предвид, обаче, че при големи отклонения на параметрите, а така също при значителна нелинейност на зависимостта между изходната величина на измервателния преобразувател *ИП* и неговите параметри е необходимо да се провери допустимостта на линеаризацията, която се извършва при изчисляването на приближените формули. Такава проверка може да се извърши с помощта на относителната стойност на остатъчния член в реда на Тейлор [7].

1.6. Методи за намаляване на инструменталните грешки, причинени от външни влияещи фактори.

От изразите (1.12) и (1.13) могат да се обособят двата подхода, използвани в практиката за отстраняване или намаляване на грешките от влияещите величини:

- 1) $C_1 = 0, C_2 = 0, \dots, C_n = 0$;
- 2) $\delta a_1 = 0, \delta a_2 = 0, \dots, \delta a_n = 0$

Изискването за равенство на нула (или близко до нула) на чувствителността към влияещите величини се отчита на стадия на избора на измервателното средство, използвайки особени конструкции, специални структурни схеми или допълнителни устройства, компенсиращи действието на влияещите величини. На такъв принцип са, например, преобразувателите с уравновесяващо преобразуване (раздел 1.7).

Второто изискване може да се обезпечи по три начина, използващи се в една или друга степен в практиката. *Първият начин* е да се направи параметърът (елементът) независим от влияещата

величина. Така, например, ако параметърът е съпротивление, а влияещата величина – температура, то може да се използва резистор с нисък температурен коефициент, в частност - манганинов резистор. Такъв метод, обаче, довежда до рязко оскъпяване на измервателното средство, поради високата цена на такива елементи. *Вторият начин* е да се направи така, че да не се променя влияещата величина. Така, ако влияещата величина е температурата на околната среда, то може да се използва термостатиране на измервателното средство като цяло или само на елемента. Използват се за същата цел екраниране, галванично развързване, стабилизиране на захранващите напрежениа и други. Очевидно, че и в този случай се оскъпява устройството, а също така, се усложнява и неговата конструкция. *Третият начин* е значително по-прост и по-ефикасен от първите два и реализира следната оригинална идея: прави се така, че стойностите на влияещите величини при градуировката (калибровката, настройката) на уреда и при измерването да не се променят. За реализация на това изискване, отделните видове измервателни средства се снабдяват с допълнителни устройства (коректор на "нулата", коректор на "чувствителността"), позволяващи в процеса на измерванията операторът периодично да проверява и ако е необходимо, да коригира градуировката им. Така се постъпва, например, при компенсаторите за постоянен ток, при проверката на работния им ток. С внедряването на микропроцесорите в измервателните устройства тази калибровка често пъти се осъществява автоматично, вътре в самия уред, без участието на оператора - появяват се така наречените уреди с "автокалибровка"

Пълното отстраняване на действието на влияещите величини, обаче, е невъзможно или пък не се оправдава от икономическа или някаква друга практическа гледна точка, поради което се налага да се нормират основните и допълнителните грешки на средствата за измерване.

1.7. Основни структурни схеми на средствата за измерване

Съществува огромно разнообразие от структурни схеми на средства за измерване, но всяка от тях може принципно да се сведе към една от двете типични структури, приведени на *Фиг.1.3* и *Фиг.1.4* или към някоя от техните модификации. Тези две структурни схеми са принципно различни и се характеризират с различни свойства. За структурата от *Фиг.1.3* е характерно това, че

обработката на информацията се извършва последователно през редица измервателни преобразуватели, наричани "прави преобразуватели" $ПП_1, \dots, ПП_n$ в едно направление. Такава структура нарича "отворена структура" или още "структура с право преобразуване". В структурата от *Фиг.1.4* се извършва сравнение между входния сигнал x и изходния сигнал y , като за целта, единият се привежда към входа с помощта на веригата от измервателни преобразуватели, наричани "обратни преобразуватели" $ОП_1, \dots, ОП_m$. Такива структури се наричат "затворени структури" или още "структури с обратно (уравновесяващо, компенсационно) преобразуване".

Анализът на свойствата и особено на метрологичните възможности на двете основни структури е база за правилното проектиране и използване на средствата за измерване.

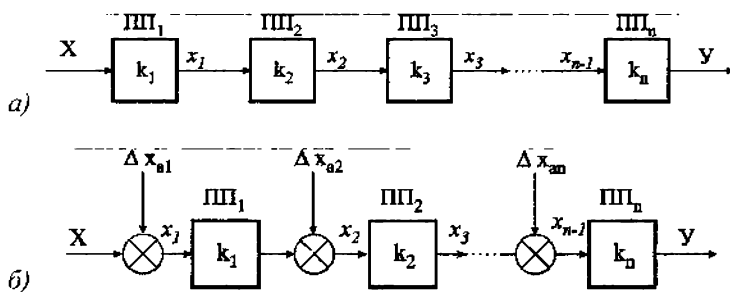
1.7.1. Свойства на структурите с право преобразуване.

Чувствителността k на средствата за измерване, имащи структурата, представена на *Фиг.1.3-а* може да се представи във

$$k = \frac{dy}{dx} = \frac{dx_1}{dx} \frac{dx_2}{dx_1} \dots \frac{dy}{dx_{n-1}} = k_1 k_2 \dots k_n, \quad (1.14)$$

където k_1, \dots, k_n - чувствителностите на отделните звена $ПП_1, \dots, ПП_n$.

Следователно, общата чувствителност на средствата на измерване с право преобразуване е равна на произведението от чувствителностите на отделните звена.



Фиг. 1.3

В общия случай, поради нелинейността на уравнението на преобразуване, чувствителността зависи от стойността на входната

величина, поради което се дефинира в точка (за конкретна стойност на входната величина). Болшинството средства за измерване, обаче, се характеризират с практическа линейност на уравнението на преобразуване, при което чувствителността се запазва постоянна в измервателния диапазон. Такива средства за измерване се наричат линейни и вместо понятието “чувствителност” често пъти се използва понятието “коефициент на преобразуване” и в частност, при усилвателите – “коефициент на усилване”

Чувствителностите на отделните звена се изменят с течение на времето и под въздействие на влияещите величини (външни фактори). Практически интерес представлява, как се формира грешката на общата чувствителност k , във функция от грешките на чувствителностите на отделните звена k_1, k_2, \dots, k_n . За целта е удобно да се приложи метода на “логаритмичния диференциал”, описан в т.1.5, при което направо се получава израза за относителната стойност δk на грешката:

$$\delta k = \frac{dk}{k} = \frac{dk_1}{k_1} + \frac{dk_2}{k_2} + \dots + \frac{dk_n}{k_n} = \delta k_1 + \delta k_2 + \dots + \delta k_n \quad (1.15)$$

Следователно, грешката на общата чувствителност на средствата на измерване с право преобразуване е равна на сумата от грешките на чувствителностите на отделните звена.

За средствата за измерване, имащи линейна зависимост на изходната величина от входната, относителната мултипликативна грешка δ_m е равна на относителната грешка на чувствителността δk ($\delta_m = \delta k$), а абсолютната стойност на мултипликативната грешка ще се определи от формулата: $\Delta_m = \delta_m \cdot x = \delta k \cdot x$.

Следователно, за линейните средства за измерване с право преобразуване, общата относителна мултипликативна грешка е равна на сумата от относителните мултипликативни грешки на отделните звена:

$$\delta_m = \delta_{m1} + \delta_{m2} + \dots + \delta_{mn} \quad (1.16)$$

Абсолютната стойност на общата адитивна грешка във функция от адитивните грешки на отделните звена в структурата с право преобразуване може да се намери, чрез въвеждане на допълнителни външни сигнали $\Delta x_{a1}, \Delta x_{a2}, \dots, \Delta x_{an}$, отразяващи абсолютните адитивни грешки на съответните звена, както е

показано на *Фиг.1.3-б*. Полагайки $x = 0$, получаваме за сумарната абсолютна адитивна грешка на изхода ΔY_0 :

$$\Delta Y_0 = \Delta x_{a1} \cdot k_1 \cdot k_2 \cdot \dots \cdot k_n + \Delta x_{a2} \cdot k_2 \cdot \dots \cdot k_n + \dots + \Delta x_{an} \cdot k_n. \quad (1.17)$$

Прието е сумарната адитивна грешка да се привежда към входа на структурата. За да получим приведената към входа абсолютна сумарна адитивна грешка ΔX_{ak} , разделяме израза (1.17) на общата чувствителност $k = k_1 \cdot k_2 \cdot \dots \cdot k_n$

$$\Delta W = \Delta X_{ak} = \frac{\Delta Y_0}{k} = \Delta x_{a1} + \frac{\Delta x_{a2}}{k_1} + \frac{\Delta x_{a3}}{k_1 \cdot k_2} + \dots + \frac{\Delta x_{an}}{k_1 \cdot k_2 \cdot \dots \cdot k_{n-1}} \quad (1.18)$$

От израза (1.18) следва, че в общата грешка ΔX_a грешката Δx_{a1} е свързана с единичен температурен коефициент; влиянието на сигнала Δx_{a2} отнесено към входа на схемата, се намалява k_1 пъти; влиянието на сигнала Δx_{a3} отнесено към входа на схемата, се намалява $k_1 \cdot k_2$ пъти и аналогично, влиянието на сигнала Δx_{an} се намалява съответно $k_1 \cdot k_2 \cdot \dots \cdot k_{n-1}$ пъти.

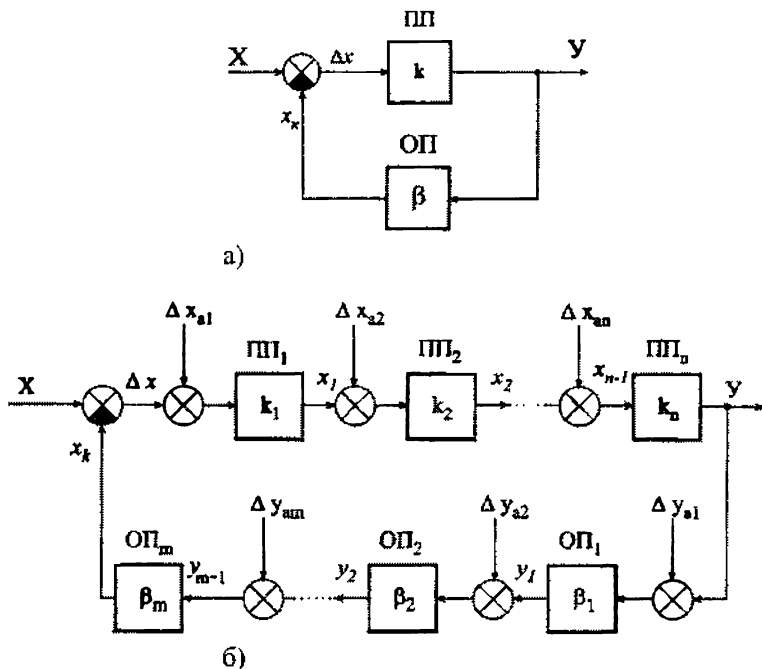
От приведения до тук анализ могат да се направят следните, важни за практиката изводи:

1. *Прибавянето на нови звена в структурата с право преобразуване, с цел за постигане на едни или други качества, води до прибавяне и не нови слагаеми в общата мултипликативна грешка, респективно до понижаване на точността. Следователно, оптимизационна задача, от гледна точка на минимизиране на мултипликативната грешка, в такива структури използването на минимален брой звена (минимален брой параметри в уравнението на преобразуване).*

2. *В структурите с право преобразуване сумарната адитивна грешка, в отличие от сумарната мултипликативна, зависи от местното разположение на преобразувателите. Следователно, от гледна точка на минимизиране на сумарната адитивна грешка, оптимизационна задача се явява обезпечаването на минимална адитивна грешка и максимална чувствителност на първото звено в структурата.*

1.7.2. Свойства на структурите с уравниващо преобразуване.

Структурата с уравниващо преобразуване, показана на Фиг.1.4-а има две вериги: верига за право преобразуване ПП с чувствителност (коэффициент на преобразуване) k , и верига за обратно преобразуване ОП с чувствителност (коэффициент на преобразуване) β . На входа на веригата с право преобразуване постъпва разликата Δx от входния сигнал x и сигнала на отрицателната обратната връзка x_k (изходния сигнал на ОП). Сигналите x и x_k са еднородни и с еднакви знаци.



Фиг. 1.4

За структурата от Фиг. 1.4-а са валидни следните уравнения:

$$Y = k \cdot \Delta x, \quad \Delta x = X - x_k \quad \text{и} \quad x_k = \beta \cdot Y \quad (1.19)$$

Решавайки уравнения (1.19) спрямо y и Δx получаваме:

$$1) \quad \frac{k}{1+k\beta} X = K_{уп} \cdot X \quad \text{и} \quad \Delta x = \frac{X}{1+k\beta} \quad (1.20)$$

$K_{уп} = k/(1+k\beta)$ чувствителност на структурата с уравновесяващо преобразуване, а произведението $k\beta$ – коефициент на усилване в затворения контур. От уравнението (1.20) следват съответно следните изводи:

ако веригата с право преобразуване се обхване от верига за отрицателна обратна връзка, чувствителността на структурата намалява $(1+k\beta)$ пъти;

ако коефициентът на усилване $k\beta$ в затворената верига клони към безкрайност, разликата Δx клони към нула, т.е., сигналът от отрицателната обратна връзка x_k "уравновесява" входния сигнал x , от където идват и различните наименования на тази структура.

Практически интерес представлява, как се формира грешката на общата чувствителност $K_{уп}$, във функция от грешките на чувствителностите на правата и обратната вериги k и β . За целта е да се приложи методът на "логаритмичния диференциал", показано в параграф 1.5 формула (1.13). Така, за относителната стойност на грешката $\delta K_{уп}$ се получава

$$\delta K_{уп} = \frac{1}{1+k\beta} \delta k - \frac{k\beta}{1+k\beta} \delta \beta = C_k \delta k + C_\beta \delta \beta \xrightarrow{k\beta \rightarrow \infty} -\delta \beta \quad (1.21)$$

От формула (1.21) следва, че грешките на чувствителностите на правата δk и обратната $\delta \beta$ вериги участват с различни тегловни коефициенти, съответно C_k и C_β в грешката на общата чувствителност $\delta K_{уп}$. Нещо повече, при достатъчно голям коефициент на усилване $k\beta$ в затворения контур, грешката на общата чувствителност $\delta K_{уп}$ става числено равна на грешката $-\delta \beta$ и зависи от грешката на правата верига δk .

За средствата за измерване с уравновесяващо преобразуване, линейна зависимост на изходната величина от входната, относителната мултипликативна грешка δ_m е равна на относителната грешка на чувствителността $\delta K_{уп}$ ($\delta_m = \delta K_{уп}$), а абсолютната стойност на мултипликативната грешка ще се определи от формулата: $\Delta_m = \delta_m \cdot X = \delta K_{уп} \cdot X$.

Абсолютната стойност на общата адитивна грешка във функция от адитивните грешки на отделните звена в структурата с

уравновесяващо преобразуване може да се намери, както е показано на *Фиг.1.4-б*, чрез въвеждане на допълнителни външни сигнали $\Delta x_{a1}, \Delta x_{a2}, \dots, \Delta x_{an}$ и $\Delta y_{a1}, \Delta y_{a2}, \dots, \Delta y_{am}$, отразяващи абсолютните адитивни грешки на съответните звена. Аналогично на извода, направен в параграф 1.7.1, получаваме за сумарната адитивна грешка, приведена към входа:

$$\Delta X_a = \Delta x_{a1} + \frac{\Delta x_{a2}}{k_1} + \dots + \frac{\Delta x_{an}}{k_1 \cdot k_2 \dots k_{n-1}} + \Delta y_{a1} \cdot \beta_1 \cdot \beta_2 \dots \beta_m + \Delta y_{a2} \cdot \beta_2 \dots \beta_m + \dots + \Delta y_{am} \cdot \beta = \Delta X_{ak} + \Delta X_{a\beta m} \quad (1.22)$$

От приведения до тук анализ на структурите с уравновесяващо преобразуване могат да се направят следните, важни за практиката изводи:

1. В израза за общата грешка на чувствителността на структурата с обратно преобразуване грешката на правата верига δk се намалява $(1+k\beta)$ пъти, докато втората съставляваща е практически числено равна на грешката на обратната верига $\delta\beta$. В този смисъл, от измервателна гледна точка, въвеждането на обратна връзка има смисъл само тогава, когато грешката на веригата за обратна връзка $\delta\beta$ е значително по-малка от грешката на правата верига δk : $\delta\beta \ll \delta k$!

2. Въвеждането на веригата за отрицателна обратна връзка β не променя (не намалява) абсолютната адитивна грешка ΔX_{ak} на правата верига. Нещо повече, появява се втора съставляваща $\Delta X_{a\beta}$, поради включването на адитивните грешки на обратните преобразуватели. Следователно, от гледна точка на минимизиране на сумарната адитивна грешка, оптимизационни задачи се явяват както обезпечаването на минимална адитивна грешка и максимална чувствителност на първото звено в правата верига, така и използване на звена в обратната верига с пренебрежимо малки адитивни грешки.

3. С цел удовлетворяване на условията, посочени в горните два извода, в обратните вериги се използват изключително само пасивни компоненти (например, високостабилни резистори) които имат сравнително малки мултипликативни грешки и практически нямат адитивни грешки.

II. ИЗМЕРВАТЕЛНИ УСИЛВАТЕЛИ

Основното предназначение на усилвателите е усилването (увеличаването) на входната величина до необходимата стойност, следователно по същество, те представляват мащабни преобразуватели. Различаваме следните видове усилватели: на ток, мощност и напрежение, като последните имат най-голямо разпространение. Измервателен усилвател - това е усилвател, имащ нормирани метрологични характеристики и параметри. Най-важните характеристики и параметри на измервателните усилватели, подлежащи на нормиране са: *амплитудната характеристика АХ, амплитудно-честотната характеристика АЧХ, фазово-честотната характеристика ФЧХ, преходната характеристика ПХ, коефициентът на усилване (чувствителността), входното и изходното съпротивление и др.*, а така също и грешките на тези параметри и характеристики, от които най-често се използват: *адитивната грешка (грешката на нулата), мултипликативната грешка (грешката на коефициента на усилване) и честотната грешка (грешката на АЧХ)*. Съвременните измервателни усилватели се построяват изключително на базата на операционни усилватели чрез въвеждане на подходящи обратни връзки.

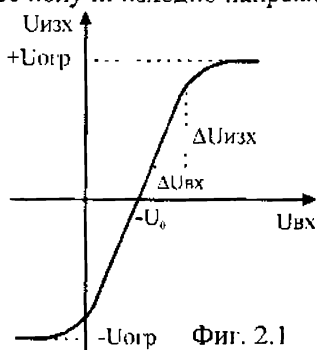
2.1. Основни метрологични параметри и характеристики на измервателните усилватели

Уравнението на преобразуване на усилвателя на напрежение има вида: $U_{изх} = k U_{вх}$, където k - коефициент на усилване на усилвателя. В идеалния случай k е постоянна величина, но на практика се оказва зависим както от външни влияещи фактори (температура, влажност, атмосферно налягане, радиация и др.), така и от параметрите на входния сигнал (амплитуда, честота, форма и др.). Освен това, в реалните усилватели, в уравнението на преобразуване се появява и постоянен член, причиняващ адитивна грешка на усилвателя (грешка на нулата или още дрейф на нулата). В съответствие с казаното до тук, реалното уравнение на преобразуване на усилвателя на напрежение има следния вид:

$$U_{изх} = k(U_{вх}, f_{вх}, \rho, t, \dots)(U_{вх} + U_0) \quad (2.1)$$

където U_0 - адитивната грешка на усилвателя, приведена към входа на усилвателя. Адитивната грешка се дължи на несъвършенството на различните компоненти (транзистори, диоди, резистори) на

усилвателя и е функция от изменението на захранващите напрежения, на температурата на околната среда, на стареенето на елементите и на други външни и вътрешни флукуационни явления. Адитивна грешка е прието да се определя като напрежение, взето с обратен знак, което трябва да се подаде на входа на усилвателя, за да се получи изходно напрежение, равно на нула.



Фиг. 2.1

Амплитудната характеристика на идеалния усилвател е линейна функция на изходното напрежение от входното, а на реалния усилвател се различава от линейната, поради нелинейните характеристики на гравидните активни елементи (транзистори или интегрални схеми), а при достатъчно големи входни сигнали поради ограничението, определено от захранващото напрежение. На Фиг.2.1 е представена

амплитудна характеристика на реален усилвател, където:

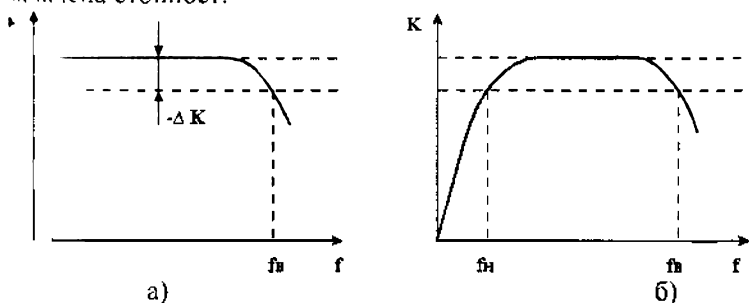
$-U_0$ адитивната грешка;

$\pm U_{огр}$ напрежението на ограничение на изходното напрежение на усилвателя, като $0.7U_{запр} < U_{огр} \leq U_{запр}$, в зависимост от типа на използвания операционен усилвател;

$k = \Delta U_{изх} / \Delta U_{вх}$ –коэффициент на усилване на операционния усилвател.

Амплитудно-честотната характеристика (Фиг.2.2-а,-б) представлява зависимостта на коефициента на усилване от честотата на входния синусоидален сигнал. В усилвателите на променливо напрежение коефициентът на усилване в областта на ниските честоти намалява с намаляването на честотата (Фиг. 2.2-б). Това се обяснява с наличието на капацитивно - резистивни междустъпални връзки, проявяващи свойствата на неидеално диференциращо звено. В областта на високите честоти, както при усилвателите на постоянно (Фиг.2.2-а), така и на променливо (Фиг.2.2-б) напрежение, намаляването на коефициента на усилване k се обяснява с наличието на паразитни капацитети в усилвателните стъпала, образуващи неидеални интегриращи звена в правата верига на усилвателя. АЧХ на променливотоковите усилватели обикновено се характеризира с лента на пропускане (честотна лента), представляваща разликата между високата (f_n) и ниската (f_n) граници на честотния диапазон, в

грешката на коефициента на усилване Δk не превишава дадена стойност.



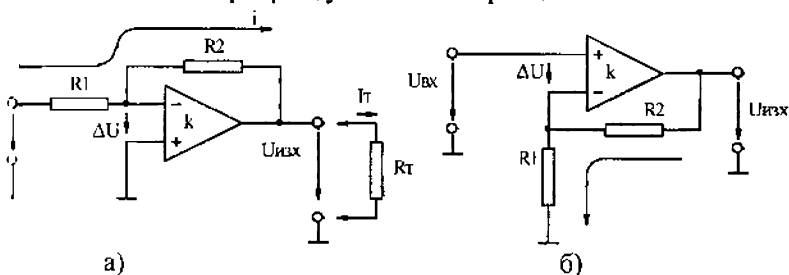
Фиг. 2.2

Фазочестотната характеристика $\PhiЧХ$ представлява зависимостта на фазовата разлика между изходния и входния сигнал от честотата на последния.

Преходната характеристика $ПХ$ на усилвателя се характеризира най-често със скоростта на изменение ($\Delta U_{u_{zx}} / \Delta t$) на изходното напрежение, при подаване на входа му скокообразно изменящо се напрежение (параметърът SR - виж Приложение 3).

2.2. Инвертиращ усилвател

Схемата на инвертиращ усилвател е приведена на Фиг. 2.3-а.



Фиг. 2.3

Полагайки за операционния усилвател OU : коефициентът на равен на k и входното диференциално съпротивление, то можем да съставим следната система от уравнения:

$$-k \cdot \Delta U, U_{изх} = R_1 + \Delta U \quad \text{и} \quad \Delta U = i \cdot R_2 + U_{изх} \quad (2.2)$$

Решавайки уравнения (2.2) спрямо U_{ax} и ΔU получаваме:

$$U_{изх} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{k\beta}{1+k\beta} \cdot U_{ax} = K_{ИУ} \cdot U_{ax} \quad \text{и} \quad \Delta U = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{U_{ax}}{1+k\beta} \quad (2.3)$$

където $K_{ИУ}$ коефициент на усилване на инвертиращия усилвател:

$$K_{ИУ} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{k\beta}{1+k\beta} \xrightarrow{k\beta \rightarrow \infty} -\frac{R_2}{R_1}, \quad (2.4)$$

а $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$ коефициент на предаване на веригата за *паралелна* отрицателна обратна връзка по напрежение.

Коефициентът на усилване на инвертиращия усилвател се определя още и от входното му съпротивление $r_{ax, диф.}$ (входно диференциално съпротивление), тъй като се включва в паралел с R_1 и по такъв начин участва в израза за коефициента на обратната връзка β . С отчитане на тези два параметъра, изразът за $k_{ИУ}$ ще има вида:

$$k_{ИУ}^* = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{k \cdot \beta^*}{1+k \cdot \beta^*}, \quad \text{за} \quad R_1^* = \frac{R_1 \cdot (r_{ax, диф.} + R_3)}{R_1 + r_{ax, диф.} + R_3} \quad \text{и} \quad \beta^* = R_1^* / (R_1 + R_2) \quad (2.5)$$

Влиянието на коефициента $M_{сф}$ (коефициент на подтискане на синфазния сигнал) за инвертиращия усилвател може да се пренебрегне, тъй като входното синфазно напрежение при него фактически е равно на нула: $e_- \approx e_+ = 0$.

Входното съпротивление на усилвателя от *Фиг. 2.3-а* се определя по формулата:

$$R_{ax} = \frac{\Delta U_{ax}}{\Delta I_{ax}} \approx \frac{U_{ax}}{i} = \frac{U_{ax}}{\frac{U_{ax} - \Delta U}{R_1}} = R_1 + \frac{R_2}{k+1} \xrightarrow{R_1 \gg R_2 / (k+1)} \approx R_1 \quad (2.6)$$

Исходното съпротивление $R_{изх}$ на същия усилвател можем да определим, полагайки входното напрежение $U_X = const$ и задавайки изменение на товарното съпротивление: $R_T \pm dR_T$ [5]:

$$R_{изх} = -\frac{dU_{изх}}{dI_T} = -\frac{r_{изх}}{1+k\beta + \frac{r_{изх}}{R_1 + R_2}} \approx \frac{r_{изх}}{1+k\beta}, \quad (2.7)$$

където $r_{изх}$ – исходното съпротивление на операционния усилвател и при изпълнение на условията $k\beta \gg \gg 1$ и $r_{изх} / (R_1 + R_2) \ll 1$.

2.3. Неинвертиращ измервателен усилвател

Схемата на неинвертиращ усилвател е приведена на *Фиг. 2.3-б*.
 Давайки за операционния усилвател *ОУ*: коефициентът на усилване равен на k и $r_{\text{вх.диф}} = \infty$, то можем да съставим следната система от уравнения:

$$U_{\text{вх}} = k \cdot \Delta U, \quad U_{\text{вх}} = \Delta U + i R_1 \quad \text{и} \quad U_{\text{вх}} = i \cdot (R_1 + R_2) \quad (2.8)$$

Решавайки уравнения (2.8) спрямо $U_{\text{вх}}$ и ΔU получаваме:

$$U_{\text{вх}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{k\beta}{1+k\beta} \cdot U_{\text{вх}} = K_{\text{НУ}} \cdot U_{\text{вх}} \quad \text{и} \quad \Delta U = \frac{U_{\text{вх}}}{1+k\beta} \quad (2.9)$$

където $K_{\text{НУ}}$ - коефициент на усилване на неинвертиращия усилвател:

$$K_{\text{НУ}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{k\beta}{1+k\beta} \xrightarrow{k\beta \rightarrow \infty} 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.10)$$

$\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$ коефициент на предаване на *содователната* отрицателна обратна връзка по напрежение.

Влиянието на $r_{\text{вх.диф}}$ върху коефициента на усилване на неинвертиращия усилвател се определя по аналогичен начин чрез промяна на коефициента β както беше показано при инвертиращия усилвател (формула 2.5)

За разлика от инвертиращия, при неинвертиращия усилвател входното напрежение е равно на входното, вследствие на което, коефициентът $M_{\text{сф}}$ участва в израза за $K_{\text{НУ}}$. С отчитане на $M_{\text{сф}}$ коефициентът на усилване на неинвертиращия усилвател се определя от следния израз [5]:

$$K_{\text{НУ}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{k\beta}{1+k\beta} \left(\frac{1+0.5M_{\text{сф}}}{1-0.5M_{\text{сф}}} \right) \xrightarrow{k\beta \rightarrow \infty} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1+0.5M_{\text{сф}}}{1-0.5M_{\text{сф}}} \right) \approx \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(1 + \frac{1}{M_{\text{сф}}}\right) \quad (2.11)$$

Входното съпротивление на неинвертиращ усилвател, давайки реалните параметри на операционния усилвател $r_{\text{вх.диф}}$ (входно диференциално съпротивление), $r_{\text{вх.сф}}$ (входно

синфазно съпротивление) и $M_{сф}$ (коэффициент на подтискане на синфазния сигнал), се определя по следната формула [5]:

$$R_{ax} = r_{ax,сф} R_e / (r_{ax,сф} + R_e), \text{ където:} \quad (2.12)$$

$$R_e = \frac{r_{ax,инф} (1 + k\beta) + R_1 R_2 / (R_1 + R_2)}{1 - k\beta / M_{сф}} \approx r_{ax,инф} (1 + k\beta), \quad (2.13)$$

при $M_{сф} \gg k\beta$ и $R_1 R_2 / (R_1 + R_2) \ll r_{ax}$

Ако $M_{сф}$ е сравним с $k\beta$, това може да доведе до увеличаване или намаляване на R_e , съответно на R_{ax} , в зависимост от големината и знака на $M_{сф}$.

Както се вижда от формулите (2.12) и (2.13), входното съпротивление на неинвертиращия усилвател може да бъде много голямо, като на практика се ограничава отгоре от стойността на $r_{сф}$ (при $R_e \rightarrow \infty$).

Изходното съпротивление на неинвертиращия усилвател се определя аналогично на инвертиращия - формула (2.7).

От изразите за ΔU - формули (2.3) и (2.9) следва едно важно и полезно за практиката свойство на измервателните усилватели, обхванати от отрицателни обратни връзки - *еквипотенциалност на входовете на ОУ*. Действително, ако положим $k\beta \rightarrow \infty$, то $\Delta U = 0$. Тъй като коефициентът на усилване k на съвременните операционни усилватели е достатъчно голям (от порядъка на 10^6 и повече), то условието $k\beta \rightarrow \infty$ ($\Delta U = 0$) в повечето случаи практически се изпълнява. Еквипотенциалността на входовете може да се използва за опростяване на анализа и на изчисленията на схемите с операционни усилватели. Така, например, ако приемем в схемата от *Фиг. 2.3-а* $\Delta U = 0$, лесно могат да се получат изведените за тази схема изрази:

$$i = U_{ax} / R_1, \quad U_{изх} = -i R_2 = -U_{ax} R_2 / R_1, \quad K_{иу} = -R_2 / R_1, \quad R_{ax} = R_1.$$

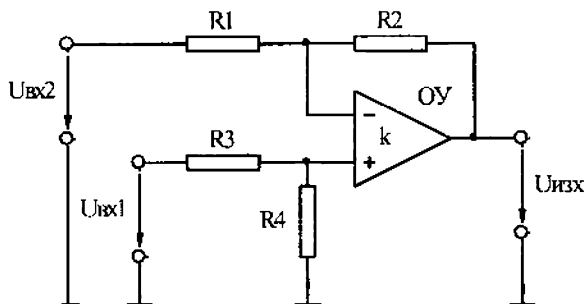
2.4. Диференциален усилвател

Схемата на елементарен диференциален усилвател, построен с един ОУ е показана на *Фиг. 2.4*.

Изходното напрежение $U_{изх}$ на такъв усилвател може да се определи като сума от две независими съставлящи, една от които е

ловена от U_{BX1} , а другата от U_{BX2} (принципа на суперпозицията на линейни вериги). Полагайки $k = \infty$ и $r_{кх\ диф} = \infty$ ще получим:

$$U_{изх} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) U_{BX1} - \frac{R_2}{R_1} U_{BX2}, \quad (2.14)$$



Фиг. 2.4

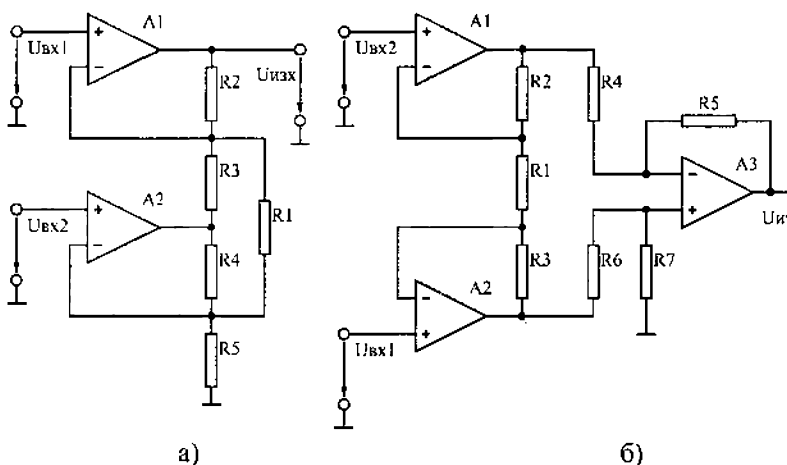
От (2.14) се вижда, че за да се изменя изходното напрежение пропорционално на разликата ($U_{BX1} - U_{BX2}$) е необходимо да се изпълни условието: $R_1/R_2 = R_3/R_4$, (2.15)

при което: $U_{изх} = \frac{R_2}{R_1} (U_{BX1} - U_{BX2})$. (2.16)

Диференциалният усилвател от Фиг. 2.4 има два основни недостатъка: ниско входно съпротивление и трудна регулировка на коефициента на усилване. Регулирането на усилването по тази схема е възможно чрез изменение на съпротивленията едновременно на два резистора, например: R_2 и R_4 , запазвайки равенство (2.15). На Фиг. 2.5 са дадени схемите на усъвършенствувани диференциални усилватели, наречани често "инструментални усилватели" [5]. Тези усилватели обезпечават високо входно съпротивление и по двата входа, а регулирането на усилването се извършва с изменението само на един резистор.

За схемата от Фиг. 2.5-а, при $R_2/R_3 = R_5/R_4$, изходното напрежение се определя от формулата:

$$U_{изх} = (U_{вх1} - U_{вх2}) \left(\frac{R_2 + R_5}{R_1} + \frac{R_2}{R_3} + 1 \right) \quad (2.17)$$



Фиг.2.5

В частния случай, ако $R_2 = R_3 = R_4 = R_5$ формула (2.1) придобива вида:

$$U_{изх} = 2(U_{вх1} - U_{вх2}) \cdot (1 + R_2/R_1) \quad (2.1)$$

Схемата от Фиг.2.5-б осигурява значително по-голям коефициент на подтикване на синфазната съставна на входен сигнал. За този усилвател е необходимо да се изпълни условие: $R_7/R_6 = R_3/R_4$, при което за изходното му напрежение се получава:

$$U_{изх} = (U_{вх1} - U_{вх2}) \frac{R_5}{R_4} \left(\frac{R_2 + R_3}{R_1} + 1 \right) \quad (2.1)$$

От формули (2.17, 18 и 19) се вижда, че коефициентът на усилване може да се регулира с помощта само на един резистор: R_1

2.5. Грешки на измервателните усилватели, построени операционни усилватели

Източници на грешки в измервателните усилватели са параметрите на ОУ и елементите, включвани към него. На основните от тях са: коефициентът на усилване k , входните токове (i_+ , i_-), остатъчното напрежение e_{os} , входните съпротивления $r_{вх.диф.}$, $r_{вх.сф.}$, изходното съпротивление $r_{изх}$ и коефициента на отслабване на синфазната съставна $M_{сф}$, а също така, неточността на съпротивленията във веригата на отрицателната обратна връзка.

случаи тези грешки могат да се коригират чрез регулировки на коефициента на усилване (отстраняване на мултипликативната грешка) и на началното ниво на входното смещение (отстраняване на адитивната грешка) на усилвателя.

Грешката ще се определя само от изменението (нестабилността) на влияещите параметри.

Грешките на измервателните усилватели могат да се разделят на две групи: на мултипликативна и адитивна съставлящи. Общият метод за анализ на грешките на измервателните усилватели, както и на методите за тяхното намаляване е изложен в параграфи 1.5, 1.6 и 1.7.

2.5.1. Мултипликативна грешка

Мултипликативната грешка на измервателния усилвател предимно се дължи на влияещата грешка на неговия коефициент на усилване. От формулите за коефициентите на усилване (2.4), (2.5), (2.10) и (2.11) се вижда, че източници на мултипликативна грешка са нестабилността и нестабилността на резисторите R_1 и R_2 , определящи коефициента на усилване от една страна и от друга – неидеалните параметри на операционния усилвател k , $M_{сф}$, $r_{вх.сф}$ и $r_{вх.сф}$ и тяхното изменение.

Пълните изрази за относителната мултипликативна грешка на измервателните усилватели във функция от влияещите параметри (k , $M_{сф}$, $r_{вх.сф}$, $r_{вх.сф}$) могат да бъдат получени от формулите за коефициентите на усилване (2.5) и (2.11) по метода на логаритмичния диференциал (параграф 1.5). Тези изрази, обаче, са твърди обемисти и неудобни за използване. Нещо повече, проведенения анализ в параграф 1.7.2 показва, че мултипликативната грешка на затворените структури се определя преди всичко от нестабилността на коефициента на предаване на обратната верига β (от резисторите R_1 и R_2 в обратната връзка на операционните усилватели). Действително, полагайки $k = M_{сф} = r_{вх.сф} = r_{вх.сф} = \infty$ във формулите (2.5) и (2.11) и прилагайки метода на логаритмичния диференциал, получаваме за съставлящата на мултипликативната грешка, дължаща се на грешката на резисторите в обратната връзка:

$$\delta k_{\mu} (\delta R_2, \delta R_1) = \delta R_2 - \delta R_1 \quad \text{и} \quad \delta k_{\mu} (\delta R_2, \delta R_1) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (\delta R_2 - \delta R_1) \quad (2.20)$$

От формулите (2.4), (2.10) и (2.20) се вижда, също така, че не е важна толкова стабилността на резисторите R_1 и R_2 колкото стабилността на тяхното отношение R_2/R_1 .

Съставлящата на мултипликативната грешка, дължаща се на изменението на коефициента на усилване k на ОУ може да се определи като допълнителна (към 2.20) грешка от формулите (2.5) и (2.11) по метода на логаритмичния диференциал, полагайки всички други параметри за идеални или константи:

$$\delta k_{HY}(\delta k) = \delta k_{HY}(\delta k) = \frac{\delta k}{1 + k\beta} \quad (2.21)$$

Тук следва да се отбележи, че формула (2.21) напълно съвпада с формула (1.21), получена в *параграф 1.7.2* за съставлящата на сумарната мултипликативна грешка, дължаща се на грешката на коефициента k на предаванс на правата верига.

Съставлящата на мултипликативната грешка, дължаща се на изменението на $r_{вх.диф}$ на ОУ може да се определи като допълнителна (към 2.20) грешка от формула (2.5) по аналогичен начин:

$$\begin{aligned} \delta r_{HY}(\delta r_{вх.диф}) &= \delta k_{HY}(\delta r_{вх.диф}) = \\ &= \delta r_{вх.диф} \cdot \frac{1}{1 + k\beta} \cdot \frac{R_3 + R_1 R_2 / (R_1 + R_2)}{R_3 + r_{вх.диф} + R_1 R_2 / (R_1 + R_2)} \end{aligned} \quad (2.22)$$

За случая на неинвертиращ усилвател, съставлящата на мултипликативната грешка, дължаща се на изменението на $M_{сф}$ на ОУ може да се определи като допълнителна (към 2.20) грешка от формула (2.11) по аналогичен начин:

$$\delta k_{HY}(\delta M_{сф}) = -\frac{\delta M_{сф}}{M_{сф}(1 + 1/M_{сф})} \approx -\frac{\delta M_{сф}}{M_{сф}} \quad (2.23)$$

2.5.2 Адитивна грешка

Източници на адитивна грешка в измервателните усилватели са паразитните параметри на ОУ, като: остатъчното напрежение e_n , входните токове i_+ , i_- и коефициентът на отслабване на синфазната съставна $M_{сф}$, както и изменението ΔE_s на захранващото напрежение. В литература [5] е указано, че $M_{сф}$ и ΔE_s могат да се представят чрез еквивалентно изменение на e_o :

$$\Delta e_o(M_{сф}) = U_{сф} \cdot M_{сф} \quad \text{и} \quad \Delta e_o(\Delta E_{запр}) = k_{запр} \cdot \Delta E_{запр}, \quad (2.24)$$

ето $U_{вх\text{эф}}$ – входно синфазно напрежение и $k_{защ}$ – коефициент на приравняване към входа на изменението на захранващото напрежение.

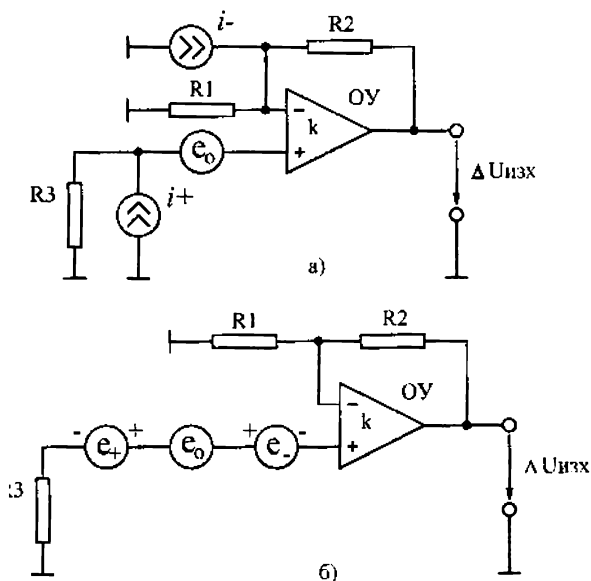
Следователно, за анализа на адитивните грешки е достатъчно да се отчете влиянието на остатъчното напрежение e_0 и входните токове

За определяне на адитивната грешка на измервателните устройства от Фиг.2.3, “заземяваме” входовете им (осъществяваме

0) и извеждаме източниците на остатъчно напрежение e_0 и входни токове i_- и i_+ извън структурата на ОУ, както е показано на Фиг. 2.6-а.

Преобразуваме източниците на ток в еквивалентни източници на напрежение и групираме всички източници към неинвертиращия вход на усилвателя, при което се получава окончателната еквивалентна схема - Фиг.2.6-б, от която, за абсолютната адитивна грешка, приведена към входа $\Delta U_{вх.0}$ ще имаме:

$$\Delta U_{вх.0} = e_0 + R_3 i_+ - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} i_- \quad (2.25)$$



Фиг.2.6

Тъй като входните токове са приблизително равни, от израз (2.25) следва, че за намаляване на адитивната грешка е целесъобразно да се изпълни следното условие:

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}, \quad (2.26)$$

при което за $\Delta U_{ax,0}$ получаваме:

$$\Delta U_{ax,0} = e_0 + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \Delta i_{ax}, \quad (2.27)$$

където $\Delta i_{ax} = i_+ - i_-$ - разликата от входните токове.

Съответно, за абсолютната адитивна грешка, приведена към изхода $\Delta U_{uxx,0}$ ще имаме (при $k = \infty$):

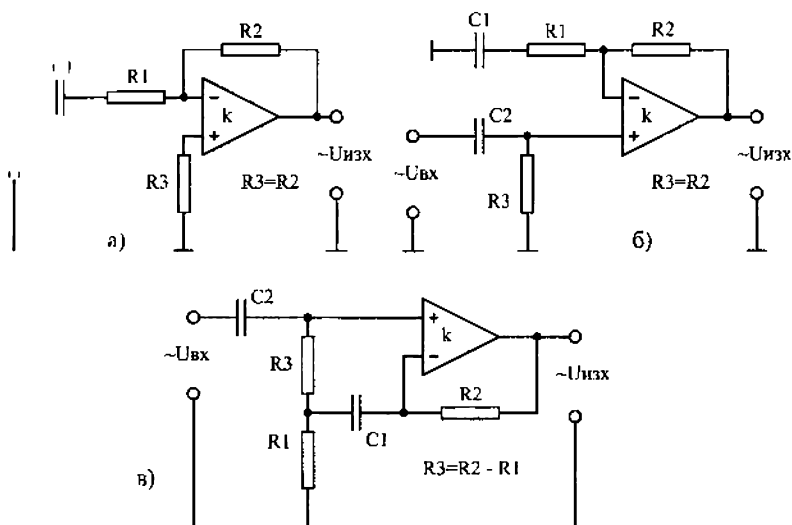
$$\Delta U_{uxx,0} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(e_0 + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \Delta i_{ax}\right) \quad (2.28)$$

Ако е извършена компенсация на остатъчното напрежение e_0 , то в горните формули e_0 следва да се замени с изменението Δe_0 , вследствие на влияещия фактор, например с температурното изменение TKe_0 ($\mu V/^\circ C$).

Съставлящите на адитивната грешка, дължащи се на изменението на захранващото напрежение или на изменението на $M_{сф}$ (има смисъл само за неинвертиращия усилвател) могат да се определят по формули (2.27) и (2.28), като в тях e_0 се замени с $\Delta e_0(M_{сф})$ или $\Delta e_0(\Delta E_{завр})$ от формули (2.24).

2.6. Особенности на усилвателите на променливо напрежение.

В случаите, когато трябва да се усилива само променливата съставна на сигнала, на входа на усилвателя се включва разделителен кондензатор (кондензаторът C_1 от Фиг.2.7-а). В неинвертиращите усилватели от Фиг.2.7-б,в освен кондензатор на входа (C_2) се включва и още един разделителен кондензатор (C_1), последователно с резистора R_1 , с което се снижава до единица коефициентът на усиление на остатъчното напрежение на ОУ и по такъв начин се стабилизира режима на усилвателя по постоянен ток.



Фиг. 2.7

Типичната АЧХ на усилвател за променливо напрежение е на Фиг.2.2-б. За инвертиращия усилвател (Фиг.2.7-а), комплексният коефициент на усилване в областта на ниските честоти в случая на идеален ОУ може да се определи по формулата:

$$k_{иу} = -\frac{R_2}{Z_1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_1}, \quad (2.29)$$

когато $\tau_1 = R_1 \cdot C_1$. Съответно, АЧХ в областта на ниските честоти се

$$\text{да със съотношението: } |k_{иу}| = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{\omega\tau_1}{\sqrt{1 + \omega^2\tau_1^2}} \quad (2.30)$$

В областта на честотите над долната гранична честота f_n (Фиг. 2-б), която се явява работна област на усилвателя, честотната разделителния кондензатор може да се определи по формулата:

$$\delta k_{иу}(\omega) = \frac{|k_{иу}| - R_2/R_1}{R_2/R_1} \approx -\frac{1}{2\omega^2\tau_1^2}, \text{ където } \omega\tau_1 \gg 1 \quad (2.31)$$

Аналогично може да се покаже, че за неинвертиращи усилвател (Фиг.2.7-б) честотната грешка от разделителните кондензатори в областта на средните честоти ще е равна:

$$\delta k_{HY}(\omega) = \frac{|k_{HY}| - (1 + R_2 / R_1)}{1 + R_2 / R_1} \approx -\frac{1}{2\omega^2} \left(\frac{1}{\tau_1^2} + \frac{1}{\tau_2^2} \right), \quad (2.32)$$

където $\tau_2 = R_3 C_2$. Тук следва да се отбележи, че резисторът R_3 е необходим за да се затвори веригата за входния ток i_+ на OY . Ако R_3 отсъства, входният ток i_+ ще зареди кондензатора C_2 до захранващото напрежение и изхода на OY ще влезе в ограничение.

Недостатък на схемата от Фиг.2.7-б е ниското входно съпротивление, равно на R_3 . За да се повиши входното съпротивление и да се понижи честотната грешка на неинвертиращия усилвател, резисторът R_3 се включва така, както е показано на Фиг.2.7-в [5]. В този случай, към R_3 е приложено не цялото входно напрежение, а само малка част от него, равна на сумата от диференциалното входно напрежение на OY ($e_+ - e_- \approx U_{ex} / k\beta$) и напрежението на кондензатора C_1 ($\dot{U}_{C1} \approx U_{ex} / j\omega C_1 R_1$) или:

$$|\dot{U}_{R3}| \approx U_{ex} \sqrt{\frac{1}{(k\beta)^2} + \frac{1}{(\omega R_1 C_1)^2}} \quad (2.33)$$

Вследствие на това, еквивалентните стойности на R_3 и τ_2 във формула (2.32) са значително по-големи от фактическите им стойности, благодарение на което се увеличава значително входното съпротивление на усилвателя, а второто събираемо в същата формула значително намалява.

При приблизителни изчисления на честотната грешка на усилвателя в областта на високите честоти (честотната област над f_c - Фиг.2.2-б), дължаща се на инерционността на OY , последният се моделира с инерционно звено от първи ред:

$$k = \frac{k}{1 + j\omega\tau_y}, \quad (2.34)$$

Времеконстантата на усилвателя τ_y може ориентировъчно да се определи, изхождайки от единичната честота f_I на усилване на избрания OY :

$$\left|k(f_1)\right|=1=\frac{k}{\sqrt{1+\omega_1^2 \cdot \tau_y^2}} \approx \frac{k}{2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \tau_y} \Rightarrow \tau_y \approx \frac{k}{2 \pi f_1} \quad (2.35)$$

Комплексният коефициент на усилване \dot{k}_{OB} на OY с приемателна обратна връзка $O\dot{O}B$ ще се определи (параграф 1.7.2):

$$\dot{k} = \frac{\dot{k}}{1 + k\beta} = \frac{k}{1 + k\beta} \cdot \frac{1}{1 + j\omega\tau_y / (1 + k\beta)} = \frac{k}{1 + k\beta} \cdot \frac{1}{1 + j\omega\tau_E} \quad (2.36)$$

(2.36) се вижда, че еквивалентната времеконстанта $\tau_E = \tau_y / (1 + k\beta)$ на усилвателя с $O\dot{O}B$ е $(1 + k\beta)$ пъти по-малка от времеконстантата на използвания OY .

Знаейки f_1 и τ_y , може да се определи честотната грешка в областта на високите честоти, предизвикана от инерционността на OY :

$$\delta_k(\omega) = \frac{|\dot{k}_{OB}| - k_{OB}}{k_{OB}} \approx -\frac{1}{2} \left(\frac{\omega\tau_y}{1 + k\beta} \right)^2 \approx -\frac{1}{2\beta^2} \left(\frac{f}{f_1} \right)^2 \quad (2.37)$$

Следва да се има предвид, обаче, че представянето на OY като инерционно ниво от първи ред – формула (2.34) за повечето типове транзисторни усилватели е твърде неточно и формула (2.37) следва да използва само за ориентировъчни изчисления. По-прецизен анализ на динамичната грешка в областта на високите честоти е възможен само, ако се разполага с точния динамичен модел на конкретния OY .

Мултипликативните съставлящи на грешката на усилвателите на променливо напрежение, определящи се от нестабилността на k , $R_{\text{диф}}$ и $r_{\text{ак.сф}}$, се изчисляват по аналогичните формули за усилвателите на постоянно напрежение.

Аддитивната грешка на усилвателя на променливо напрежение е само от вътрешните и индуктираните шумове. Остатъчното напрежение в такива усилватели практически не внася грешки, тъй като то се предава на изхода с единично усилване и освен това, товарът на усилвателите на променливо напрежение често се свързва чрез разделителен кондензатор.

2.7. Задачи за лабораторно упражнение

Лабораторното упражнение по тази тема е свързано със запознаване със схемотехниката на измервателните усилватели, както и с изследването на метрологичните им параметри и характеристики, на базата на Фиг. 2.3, Фиг.2.4 и Фиг.2.7

2.7.1. Да се разучи схемата на лабораторната постановка и се нанесат върху принципната ѝ схема стойностите, типа и толеранса на елементите. На базата на каталожни данни за операционния усилвател и на номиналните стойности на елементите да се изчислят основните параметри и характеристики на неинвертиращ постояннотоков усилвател.

2.7.2. Експериментално да се определят адитивната грешка, коефициентът на усилване, мултипликативната грешка и изходното съпротивление на неинвертиращ постояннотоков усилвател и получените резултати се сравнят с теоретично изчислените.

2.7.3. Да се снеме амплитудно-честотната характеристика на инвертиращ променливотоков усилвател. Да се построи същата в логаритмичен мащаб за честотата и да се определят горната и долната граница на честотата, при които усилването спада с 10%. Получените резултати да се сравнят с теоретично изчислените.

2.7.4. Да се определи експериментално входното съпротивление на неинвертиращ променливотоков усилвател с високо входно съпротивление (Фиг. 2.7-в) и се сравни с теоретично изчисленото.

Забележка: Входното съпротивление може да се определи по следната методика. Първоначално се задава от генератора входно напрежение $U_{вх1}$ в границите на линейната област на амплитудната характеристика и равномерната част на амплитудно-честотната характеристика и се измерва изходното напрежение $U_{изх1}$. След това, на входа на усилвателя се включва последователно съпротивление R_0 със стойност от порядъка на очакваната стойност на входното съпротивление и с генератора се задава ново входно напрежение $U_{вх2}$, при което изходното напрежение на усилвателя да стане равно на $U_{изх1}$. Входното съпротивление се изчислява по формулата: $R_{вх} = R_0 \cdot U_{вх1} / (U_{вх2} - U_{вх1})$.

2.8. Контролни въпроси

2.8.1. *Кои са основните метрологични параметри и характеристики на измервателните усилватели?*

2.8.2. *Кои са източниците на адитивна и мултипликативна грешка на статичната амплитудна характеристика на различните измервателни усилватели.*

2.8.3. *Кои са причините за неравномерност на амплитудно-фазовата характеристика на усилвателите.*

2.8.4. *Кои са източниците за нелинейност на амплитудно-фазовата характеристика на преобразуване на усилвателите.*

2.8.5. *Да се предложи, използвайки формула (2.7), методика за измерване на изходното съпротивление на измервателния усилвател.*

2.8.6. *Да се изведе формулата на експериментално определяне на изходното съпротивление на усилвателите - задача 2.7.4.*

III. ИНСТРУМЕНТАЛНИ УСИЛВАТЕЛИ

При изграждането на електронни волтметри за измерване на постоянни напрежения с ниско ниво ($U_{вх} < 10 \text{ mV}$) от най-съществено значение за точността се оказва адитивната грешка. Поради тази причина, в такива случаи се налага използването на усилватели с усложнена структура, имащи значително по-малка адитивна грешка от разглежданите в предната тема. Такива усилватели се наричат “измервателни усилватели с повишена точност” или още “инструментални усилватели”

3.1. Усилватели с периодична корекция на адитивната грешка.

Намаляването на адитивната грешка (дрейфа) на усилвателите, може да се осъществи с помощта на периодична корекция. Периодичната корекция се осъществява в два етапа. През първия етап приведената към входа адитивната грешка се запомня върху кондензатор, а през втория (режим на усилване на входния сигнал) - кондензаторът се свързва последователно на входа на усилвателя така, че адитивната му грешка се компенсира напълно.

На *Фиг. 3.1-а* е показан принципът на автоматична корекция на дрейфа. Всички източници на адитивна грешка (остатъчно напрежение, входни токове, изменение на захранващото напрежение и други) са представени с еквивалентен източник e_a . Запомнянето на адитивната грешка e_a става при затворени ключове K_1 и K_2 , при което, върху кондензатора ще се установи напрежението $U_C = U_{вх} - e_a$:

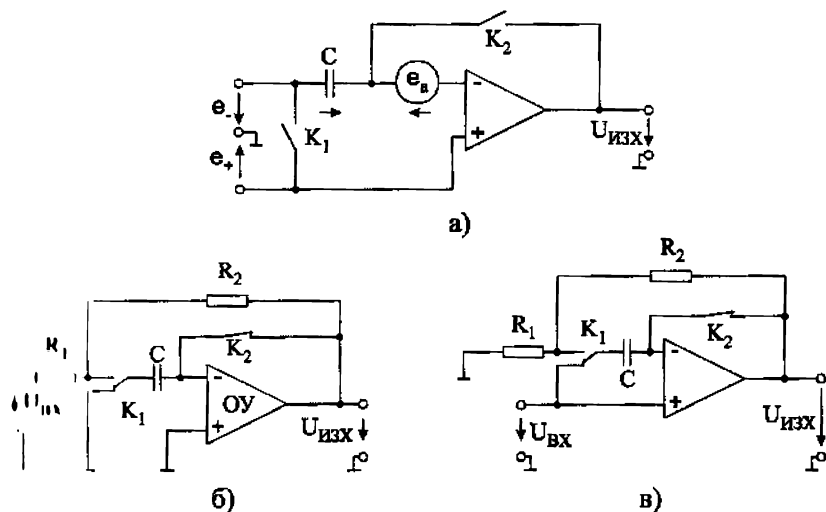
$$U_C = -e_a \cdot \frac{k}{k+1} \approx -e_a \quad (3.1)$$

Както се вижда от (3.1), при достатъчно голям коефициент на усилване на OY , напрежението върху кондензатора се оказва равно на e_a .

В режим на усилване на диференциалното напрежение $e^+ - e^-$ (втория етап) ключовете K_1 и K_2 се отварят и запомненото върху кондензатора напрежение U_C компенсира напрежението e_a .

За управлението на ключовете K_1 и K_2 може да се използва генератор на импулси (мултивибратор) с продължителност на импулса τ и период T , като обикновено $\tau \ll T$. Продължителността

определя времето, през което ключовете K_1 и K_2 са в затворено положение и се ограничава отдолу от условието за пълното функционироване на преходните процеси при запомняне на времето e_a . Периодът T е ограничен отгоре, тъй като определя максималната адитивна грешка на изхода на OY поради факта, че при отварянето на ключа K_2 , кондензаторът изменя своя заряд под влиянието на тока на утечката и входния ток на OY .



Фиг. 3.1

Използването на OY с периодична корекция на дрейфа в усилвателите с инвертиращ и неинвертиращ усилвател са пояснени на Фиг. 1-б и Фиг.3.1-в. Такива усилватели е възможно да се използват, обаче, само в случаите, при които е допустимо прекъсването на изходния сигнал за времето (τ), необходимо за премахването на адитивната грешка. За премахването на този дрейф е възможно да се използва “схема за извадка и запомняне”, свързана на изхода на усилвателя, която да “помни” стойността на изходния сигнал на OY за времето (τ) на корекция на дрейфа, при което сигналът в изхода на OY няма да се прекъсва.

3.2. Усилватели с модулация и демодулация в правата верига (МДМ – усилвател).

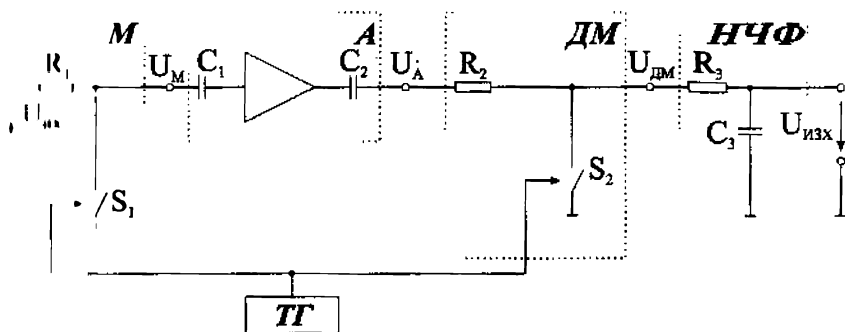
При усилвателите с преобразуване на сигнал непосредственото усилване на постоянното напрежение е заменено с усилване на амплитудно - модулирано променливо напрежение, при което практически отсъства адитивна грешка. Този тип измервателни усилватели могат да се реализират като структура с право преобразуване, но за повишаване на точността, като правило се реализират с уравновесяващо преобразуване.

На *Фиг. 3.2-а,б* са представени блоковата схема и времедиаграмите в характерните точки на МДМ-усилвател с право преобразуване. Въведени са следните означения: *M* - модулатор; *A* - променливотоков усилвател; *DM* - демодулатор; *НЧФ* - нискофреквентен филтър; *TГ* - тактов генератор.

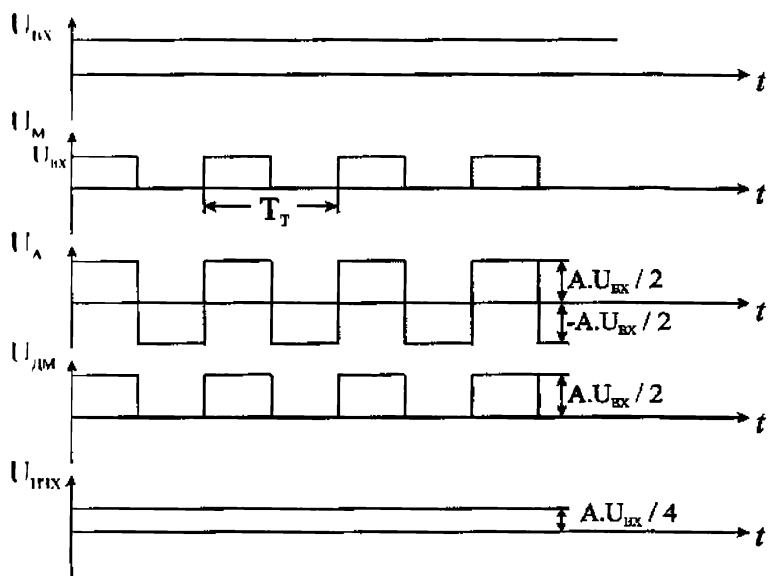
Преобразуването на входното постоянно напрежение U_{BX} в променливо се извършва с помощта на модулатора *M*, представен с идеалния ключ *S1*. Той се управлява от тактовия генератор *TГ*, генериращ импулси с период T_T и с коефициент на запълване 0.5. Понеже след разделителният кондензатор C_1 се отстранява постоянната съставна, на входа на усилвателя *A* постъпва напрежение във вид на двуполярни импулси с амплитуда $U_{BX}/2$. Последното се усилва от променливотоковия усилвател с коефициент *A*, като на неговия изход се получава променливо напрежение U_A с амплитуда равна на $AU_{BX}/2$. Вторият ключ *S2* работи синхронно с *S1* така, че се пропускат само положителните "подувълни" на U_A . Изходното напрежение U_{DM} на демодулатора *DM*, представляващо правоъгълни импулси с амплитуда $AU_{BX}/2$ и коефициент на запълване 0.5, се подава на входа на нискофреквентния филтър *НЧФ*. Нискофреквентният филтър отделя постоянната съставна на напрежението U_{DM} и на изхода му се получава постоянно напрежение $U_{ИЗХ} = AU_{BX}/4$.

За коефициента на усилване на така реализирания МДМ-усилвател ще имаме:

$$K_{МДМ} = K_M \cdot K_A \cdot K_J \cdot K_{НЧФ} \quad (3.2)$$



а)



б)

Фиг.3.2

От (3.2) следва (както е показано в *Тема 1*), че при такава структура грешката на коефициента на усилване (мултипликативната грешка) се формира от сумата от мултипликативните грешки на всички звена в правата верига. По тази причина *МДМ*-усилвателите с право преобразуване не са

получили широко разпространение. Също така, както е показано в *Тема 1*, адитивната грешка ще се определя изключително от качеството на модулатора M , тъй като усилвателят на променливо напрежение няма адитивна грешка, а адитивната грешка на демодулатора и нискочестотния филтър се привежда към входа, разделена с коефициента на усилване A на усилвателя на променливо напрежение.

Съществен недостатък на MDM -усилвателите е тясната честотна лента, с долна граница 0 Hz и горна граница – от няколко десетки до няколко стотици Hz. Причина за това е изходният филтър, предназначен да филтрира (да не пропуска) основната хармонична на демодулирания сигнал, определяща се от честотата f_{T1} на тактовия генератор и демодулатора. Разширяването на честотната лента при MDM -усилвателите може да бъде постигнато чрез повишаване на честотата на комутация f_{in} , но с това се повишават и шумовете на изхода на модулатора от паразитното проникването на управляващите импулси, което налага ограничаване на честотата на импулсния генератор до няколко kHz. Освен този способ, за разширяването на честотната лента се използват двуполупериодни демодулатори (т.3.2.3), което позволява неколкократно да се намали времеконстантата на нискочестотния филтър. Радикален способ, обаче, за разширяването на честотната лента е използването на двуканални структури (т.3.3).

3.2.1. Описание на интегрален MDM -усилвател $LM118$.

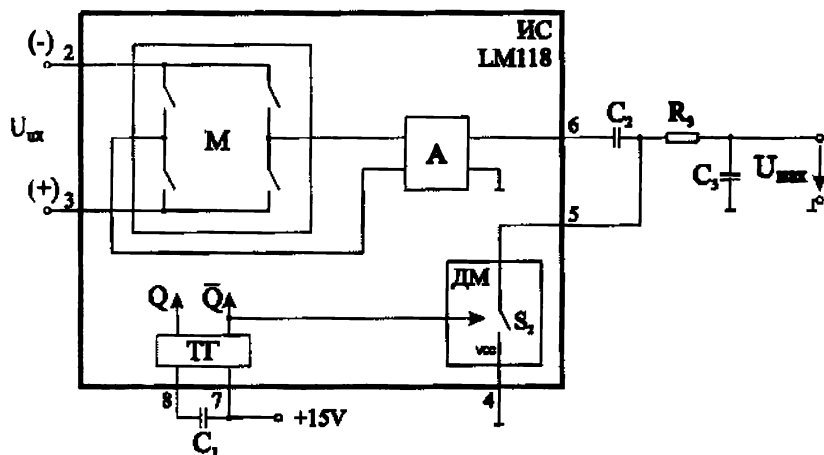
Функционалната схема на интегралният MDM -усилвател $LM118$ е приведена на *Фиг. 3.3*.

Модулаторът M е изпълнен по мостова схема и има диференциален вход. Усилвателят A представлява диференциален променливотоков усилвател и е непосредствено свързан с изхода на модулатора. Демодулаторът DM е реализиран с паралелния ключ $S2$. Управлението на всички ключове на M и DM се осъществява от тактовия генератор $T1$, чиято честота се задава чрез външния кондензатор $C1$. Кондензаторът $C2$ е разделителен, а $R3$ и $C3$ образуват HCF от първи ред за отделяне на постоянната съставна.

Основни параметри на усилвателя $LM118$:

- коефициент на усилване $A_{VD} = 10$;
- остатъчно напрежение $V_{10} \leq 50\mu V$;

- температурен дрейф на остатъчното напрежение $\alpha V_{10} \leq 0.5 \mu V/^\circ C$;
- входно съпротивление $r_i \geq 50 M\Omega$.



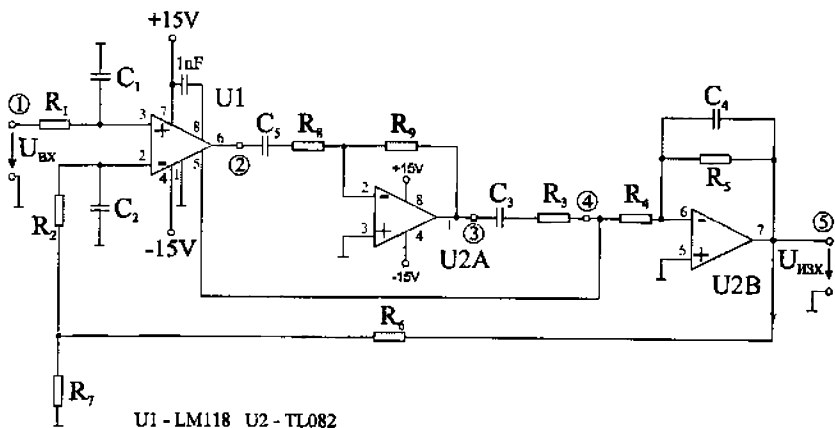
Фиг.3.3

Като недостатък на интегралния усилвател *LM118* може да се посочи наличието само на един паралелен ключ на демодулатора, не позволява без съществени усложнения на схемата да се осъществи двуилюперодна демодулация. Друг недостатък е малкият коефициент на усилване, който може да се коригира чрез използването на допълнителни външни усилватели.

3.2.2. МДМ-усилвател на базата на *LM118* с уравновесяващо преобразуване и висок коефициент на усилване.

Прищипнатата схема на МДМ-усилвател на базата на интегралния усилвател *LM118* с висок коефициент на усилване и с последователна обратна връзка по напрежение е представена на Фиг.3.4. Кондензаторите *C1* и *C2* образуват заедно с резисторите *R1* и *R2* нискофреотни филтри, които намалят отместването на нулата, вследствие на комутационните отскоци, възникващи при работата на почовесте на модулатора. Към изхода на *U1* (интегралния усилвател *LM118*), е включен допълнителен инвертиращ усилвател на променливо напрежение *U2A* (*1/2TL082*), обозначаващ необходимото усилване в правата верига. Изходното напрежение на *U2A* постъпва

на демодулатора, изпълнен на паралелния ключ $S2$, влизаш в състави на $U1$. Филтрацията и усилването на изходното напрежение на демодулатора се осъществява от инвертиращият активен филтър от първи ред, реализиран на базата на операционния усилвател $U2B$ (1/2 $TL082$).

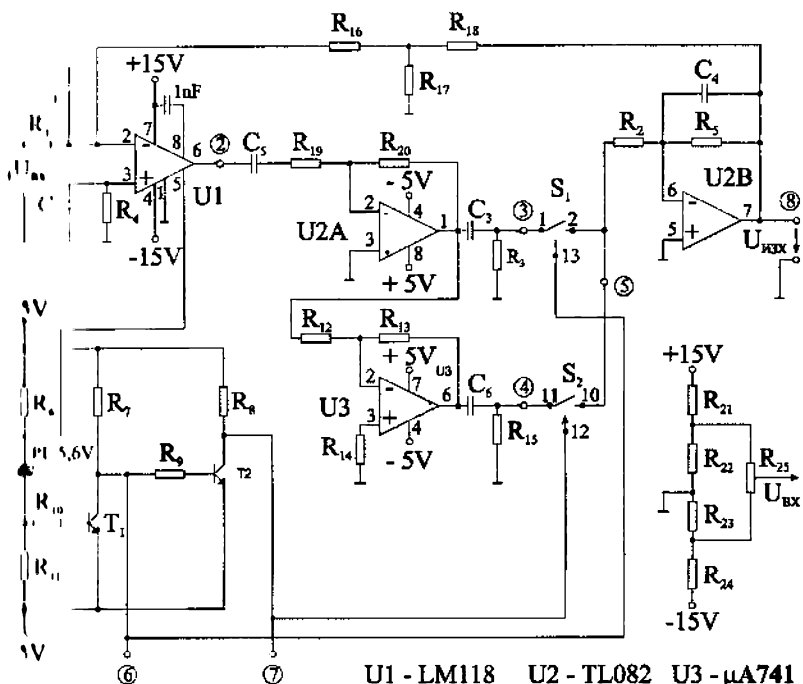


Фиг.3.4

3.2.3. МДМ-усилвател на базата на $LM118$ с уравновесяващо преобразуване и двуполупериоден демодулатор.

Принципната схема на МДМ-усилвател на базата на интегралния усилвател $LM118$ с висок коефициент на усилване, двуполупериоден модулатор и с паралелна обратна връзка по напрежение е представена на Фиг.3.5.

С помощта на Т-образния четириполусник, изграден от резисторите $R16$, $R17$ и $R18$ с реализирана паралелна отрицателна обратна връзка, обезпечаваща необходимия коефициент на усилване, без използването на високоомни резистори. Основното усилване в правата верига се обезпечава от усилвателя на променливо напрежение, реализиран на базата на операционния усилвател U_2 . Двуполупериодният демодулатор с изграден с помощта на инвертиращия повторител ($U3$) и двата ключа $S1$ и $S2$, управлявани от противофазното стъпало, реализирано с транзисторите $T1$ и $T2$.



U1 - LM118 U2 - TL082 U3 - μ A741
Фиг.3.5

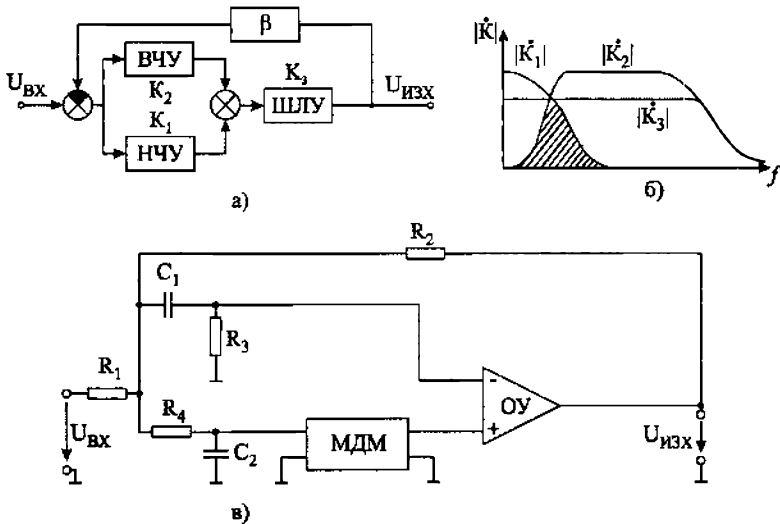
3.3. Двуканален усилвател

Достойнството на разгледаните по-горе *МДМ*-усилватели се малката адитивна грешка. Единственият им съществен атак е тясната лента на пропускане. Горната граница на лентата на пропускане (на ниво 0,7) на *МДМ*-усилвателя не превишава повече от $10 \div 20\%$ от честотата на комутацията. Освен това, че честотата на комутацията, като правило е от 0,5 до 2,5 kHz, получаваме, че *МДМ*-усилвателите могат да се използват за измервателни намираци се в честотната област от нула до $50 \div 500$ Hz. Ако говорим за измервателни усилватели, за които честотната грешка не трябва да превишава $0,5 \div 5\%$, то работната област на *МДМ*-усилвателя се оказва още по-малка.

Тогавя, когато се изисква в един усилвател да се съвмести малка адитивна грешка и широка честотна лента на пропускане, той изпълнява по двуканална структура. Един от каналите при такъв усилвател е с малка адитивна грешка (усилвател с периодична

корекция или с *МДМ*) и е предназначен за нискофреотния спектър на входния сигнал, а другия за високофреотния входен сигнал. Високофреотния канал, естествено, може да се изпълни във вид на усилвател за променливо напрежение, т.е. с нулева адитивна грешка при постоянен входен сигнал.

Типична структура на двуканален усилвател и нейна примерна реализация са показани на *Фиг.3.6*. Те съдържа паралелно включени: нискофреотен усилвател (*НЧУ*) и високофреотен усилвател (*ВЧУ*) и изходен широкополосен усилвател (*ШЛУ*). Коэффициентите на усилване на тези усилватели са съответно равни на: K_1 , K_2 и K_3 . От съществено значение за правилната работа на двуканалните усилватели е обезпечаване на прекриване на крайната (спадващата) област на *АЧХ* на *НЧУ* и начална (нарастващата) област на *АЧХ* на *ВЧУ*. Адитивната грешка в такава структура се определя от *НЧУ* (*МДМ*-усилвател), мултипликативната – от стабилността на обратната връзка β . Лентата на пропускане започва от 0 Hz , а отгоре се определя от *АЧХ* на *ВЧУ* и *ШЛУ* в областта на високите фреоти.



Фиг.3.6.

3.4. Задачи за лабораторното упражнение

Опитната постановка се състои от схемите дадени на Фиг.3.4 и Фиг. 3.5. Чрез потенциометъра R_{25} се задават необходимите входни напрежения.

3.4.1. Да се снимат времедиаграмите в характерните точки (номерирани заградени в кръгче точки) за схемите от Фиг.3.4 и Фиг. 3.5.

3.4.2. Да се определят експериментално адитивната грешка, коефициентът на усилване и мултипликативната грешка на усилвателите от Фиг.3.4 и Фиг.3.5 и да се сравнят резултатите с лабораторното упражнение към Тема 02.

3.5. Контролни въпроси

3.5.1. Как ще влияе адитивната грешка на усилвателите U_{2A} и върху работата на МДМ-усилвателите от Фиг.3.4 и Фиг.3.5.

3.5.2. Кои елементи и параметри определят метрологичните характеристики на МДМ-усилвателите от Фиг.3.4 и Фиг.3.5.

3.5.3. Кой параметър на МДМ-усилвателите от Фиг.3.4 и Фиг. 3.5 ще се промени, ако се измени коефициентът на затвяване на управляващите импулси U_1 .

3.5.4. Какво съотношение трябва да бъде изпълнено между точностите на R_2 и $R_{оп}$ на ключа S_1 (R_2 и $R_{оп}$ на ключа S_2) и защо?

3.5.5. Каква е зависимостта на АЧХ на МДМ-усилвателя от честотата на управляващите импулси f_1 .

Стойности на елементите от Фиг.3.4

100k;	R2=100k;	R3=100k;	R4=100k;	R5=5.1M;
100k;	R7=100Ω;	R8=15.1k;	R9=2M;	
10nF;	C2=10nF;	C3=0.15μF;	C4=0.22μF;	C5=0.15μF

Стойности на елементите от Фиг.3.5

100k	R2=36k	R3=100k	R4=100k	R5=2.2M
1k	R7=2k	R8=2k	R9=39k	R10=2k
200Ω	R12=56k	R13=56k	R14=28k	R15=100k
602k	R17=10k	R18=602k	R19=16k	R20=2.2M
24.1k	R22=301Ω	R23=301Ω	R24=24.1k	R25=33Ω
C2=2.2nF	C3=0.15μF	C4=0.3μF	C5=0.15μF	C6=0.15μF

IV. ИЗМЕРВАТЕЛНИ ИЗПРАВИТЕЛИ

Един от най-разпространените методи за измерване на параметрите на променливотоковите сигнали (средна стойност, средна изправена стойност, амплитудна стойност и ефективна стойност) е методът с предварително преобразуване на измервания параметър в постоянно напрежение. Такива преобразуватели се наричат “измервателни преобразуватели съответно на средна, средно изправена, амплитудна и ефективна стойност” или по-общо “измервателни изправители”

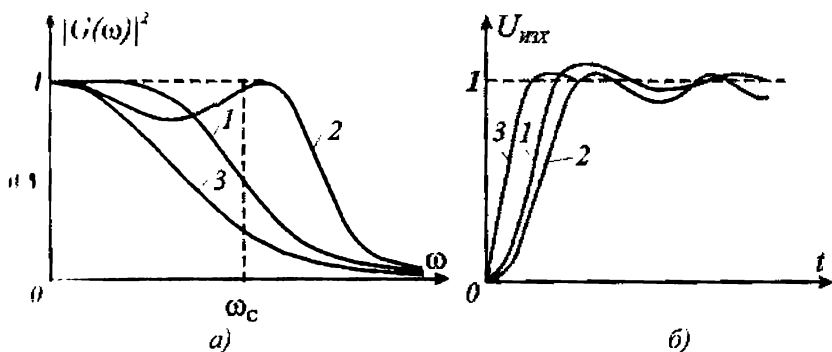
4.1. Измервателни изправители (филтри) на средна стойност

Измервателните изправители на средна стойност преобразуват средната стойност на променливото напрежение в постоянно напрежение и реализират следното уравнение на преобразуване:

$$U_{ИЗХ} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{ВХ} \cdot dt \quad (4.1)$$

където T – период на входното напрежение $U_{ВХ}$. Тъй като, по същество, такива преобразуватели пропускат само така наречената “постоянна съставна” на входния сигнал, често те се наричат още “филтри на постоянната съставна на сигнала” или още “постоянни токови филтри” или още “нискочестотни филтри”, имащи честота на “среза” значително по-ниска от честотата на променливата съставна на входния сигнал [2,5,6,9].

Характеристиката на идеален нискочестотен филтър е показана с пунктирна линия на *Фиг.4.1*. Идеалният нискочестотен филтър пропуска с един и същ коефициент, например – единица, всички променливи съставлящи с честота от нула до някаква честота ω_c наречена “честота на среза”. Над ω_c такъв филтър има коефициент на предаване нула. Реалните нискочестотни филтри най-често се групират в три групи, различаващи се по подхода при намирането на най-добрата апроксимация. Това са филтрите на Батеруърт, Чебишев и Бessel, чиито характеристики (за филтър от трети ред) са представени на *Фиг.4.1*, номерирани съответно с 1,2 и 3.



Фиг.4.1

При филтъра на Батеруърт апроксимиращата функция се търси като функция, чиято стойност и стойностите на нейните производни в точката $\omega = 0$ съвпадат с тези на идеалната функция. Такъв филтър (Фиг. 4.1 - крива 1) има най-plosка (най-гладка) амплитудно-честотна характеристика [5].

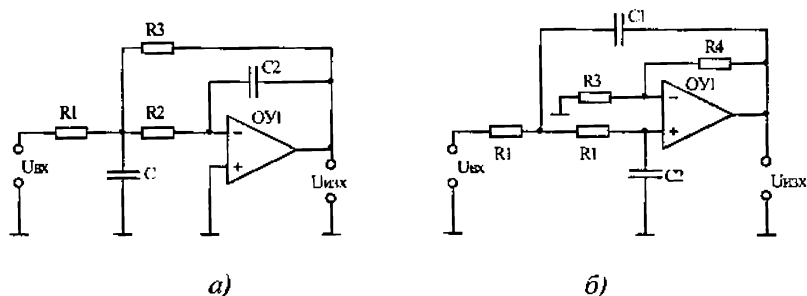
При филтъра на Чебишев апроксимиращата функция се търси така, че в лентата на пропускане на филтъра отклонението на амплитудно-честотната характеристика $AЧХ$ от идеалната да не превишава зададена стойност, а над ω_c коефициентът на предаване на филтъра да е възможно най-малък.

При филтъра на Бесел най-добра апроксимация се търси не за $AЧХ$, а за фазочестотната характеристика $ФЧХ$ така, че филтърът да не изкривява формата на сигнала със спектър, намираща се в лентата на пропускане на филтъра. При филтъра на Бесел се постига най-добро приближение на реалната $ФЧХ$ до идеалната линейна зависимост, съответстваща на постоянно закъснение на всички хармонични на входния сигнал, намиращи се в лентата на пропускане на филтъра.

Сравнението между амплитудно-честотните характеристики $AЧХ$ на трите филтъра може да се извърши по Фиг.4.1-а. Филтърът на Чебишев (крива 2) обезпечава зададено максимално отклонение на $AЧХ$ от идеалната в лентата на пропускане на филтъра и най-бърз спад на $AЧХ$ за честоти, над честотата на среза ω_c . При филтъра на Бесел (крива 3) спадът на $AЧХ$ е най-плавен. Филтърът на Батеруърт (крива 1) заема междинно положение.

Сравнението между преходните характеристики на трите филтъра може да се извърши от Фиг.4.1-б. При скок на сигнала на входа на филтъра, изходното напрежение на филтъра на Бесел (крива 3) се установява най-бързо и с минимално превишение. Преходният процес при филтъра на Чебишев (крива 2) се съпровожда от сравнително бавно затихващи колебания около установената стойност. Филтърът на Батеруърт (крива 1) заема както и предмеджинно положение.

Нискочестотен филтър от първи ред може лесно да се реализира с помощта на елементарна RC верига със зададени параметри. При реализирането на нискочестотни филтри от по-висок ред най-често се използват така наречените “активни” филтри, реализирани с помощта на операционни усилватели. На Фиг.4.2-а-б са показани схемите съответно на активен инвертиращ и неинвертиращ филтър от втори ред, намерили широка разпространение в практиката.



Фиг.4.2

Схемата от Фиг.4.2-а се нарича “структура на Раух”, а тази от Фиг.4.2-б - “структура на Сален-Ки”. По принцип, в тези схеми, на базата на предавателната функция и задавайки коефициентите в нея, могат да се изчислят стойностите на съпротивленията и кондензаторите. Такъв подход за изчисление е затруднителен, решението е нееднозначно и изисква известен опит. Поради това са разработени редица инженерни методики [5,9] за изчисление, позволяващи бързо да се изчислят филтри със зададени характеристики. Така, например, в [9] е предложена следната методика за изчисление на нискочестотни филтри, реализирани на

на структурата на $R_{\text{аух}}$. Приемат се равни стойности на пропускателните: $R_1 - R_2 = R_3 = R$, а капацитетите се изчисляват с помощта на приведените в Таблица 1 коефициенти: $C_1 = k_1 \cdot C$, $C_2 = k_2 \cdot C$, $1 / \omega_C \cdot R$

Таблица 1.

	Бътеруърд	Бесел	Чебишев с неравномерност в dB:			
			0.5	1	2	3
k_1	2.12	1.00	2.10	2.73	3.73	4.65
k_2	0.47	0.33	0.31	0.33	0.42	0.30

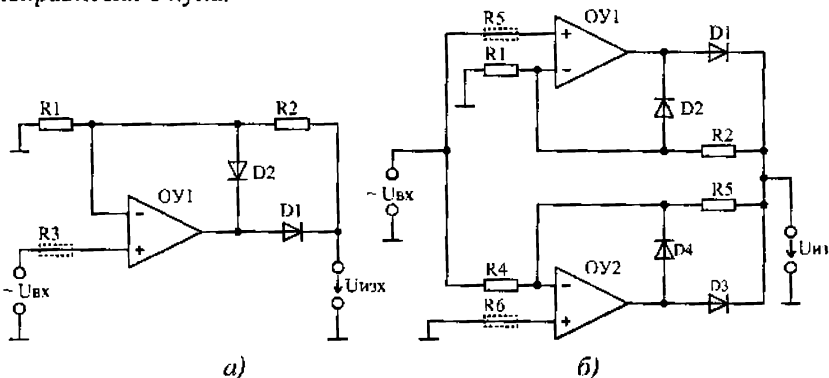
4.2. Измервателни изправители на средна изправена стойност

Измервателните изправители на средна изправена стойност на изхода си постоянно напрежение, пропорционално на средната стойност на изправеното входно напрежение и реализират следното уравнение на преобразуване:

$$U_{\text{изх}} = \frac{1}{T} \int_0^T |u_{\text{вх}}| dt, \quad (4.2)$$

Такива изправители се реализират с помощта на "преобразувател по средна стойност" (едно- или дву-полупериоден измервателен изправител), на входа на който се свързва нискочестотен филтър (филтър на средна стойност). По принцип, преобразуването по модул (изправянето) на входното напрежение може да се осъществи с помощта на диодни изправители, но в този случай се появява адитивна грешка, равна на паднатото напрежение на отпушване на използвания диод ($\approx 0.7V$ за силициеви диоди), която прави практически неизползваеми тези схеми в нисковолтовата област. Използването на ОУ в измервателните изправители цели да намали грешката в преобразуването, обусловена от неидеалните волт-амперни характеристики на диодите. На Фиг.4.3.-а и -б са дадени схемите съответно на еднополупериоден и двуполупериоден изправител. В еднополупериодния изправител от Фиг.4.3.-а при отрицателния полупериод на входното напрежение диодът D_1 се отпушва (D_2 се затваря), при което се затваря отрицателната обратна връзка през резисторите R_2 и R_1 . В този режим схемата работи като инвертиращ усилвател, като диодът D_1 се оказва включен в правата верига на усилвателя, след операционния усилвател. Както беше показано в

параграф 1.7.1, адитивната грешка на диода се привежда към входа разделена k пъти, където k коефициент на усилване на операционния усилвател, а нелинейността на волт-амперната му характеристика се подтиска $(1+k\beta)$ пъти. При положителния полупериод на входното напрежение диодът D_2 е отпушен, а D_1 (запушен), при което се затваря отрицателната обратна връзка през диода D_2 , поддържаща еквипотенциалност на двата входа на операционния усилвател, при което, напрежението $U_{нзх}$ на изхода на изправителя е нула.



Фиг. 4.3.

Грешките на схемата от Фиг. 4.3.-а се формират както при инвертиращия усилвател: мултипликативните - от резисторите R_2 и R_1 в обратната връзка и адитивните - от остатъчното напрежение и входните токове на операционния усилвател. Съставлящата на адитивната грешка, причинена от входните токове на операционния усилвател може да бъде съществено намалена (виж параграф 2.5.2), чрез включване на резистора $R_3 = R_2 \cdot R_1 / (R_2 + R_1)$.

Схемата от Фиг. 4.3.-а "изправя" отрицателния полупериод на входното променливо напрежение, а изходно напрежение е положително. Ако се обърнат диодите в нея, ще се "изправя" положителния полупериод, а изходното напрежение ще е отрицателно.

Двуполупериодният изправител от Фиг. 4.3.-б е съставен от два еднополупериодни, работещи в паралел, но в различните полупериоди. За отрицателния полупериод с използвана схемата от Фиг. 4.3.-а, а за положителния - неинвертиращ еднополупериоден

изправител, реализиран на базата на OY_2 . Тук следва да се отбележи, че последният не може да работи самостоятелно. Действително, при положителния полупериод на входното напрежение диодът D_3 се отпушва (D_4 се запушва), при което се затваря отрицателната обратна връзка през резисторите R_3 и R_4 . В този режим схемата функционира като неинвертиращ усилвател, като диодът D_3 се оказва включен в правата верига на усилвателя. При отрицателния полупериод на входното напрежение, обаче, диодът D_4 се отпушва (D_3 се запушва), установявайки екипотенциалност на двата входа на операционния усилвател, при което, входното отрицателно напрежение през резистора R_4 се пропуска на изхода на изправителя. При съвместна работа с изправителя от *Фиг. 4.3.-а*, както това е реализирано на *Фиг. 4.3.-б*, входното отрицателно напрежение постъпва чрез резистора R_4 към изхода на действащия през този полупериод инвертиращ усилвател и не внася грешка.

За правилната работа на двуполупериодния изправител е необходимо равенство на усилването при двата полупериода, т.е. изпълнение на условието:

$$R_2 / R_1 = (1 + R_4 / R_3) \quad (4.3)$$

Източниците на грешки и мерките за тяхното намаляване са аналогични на тези, коментирани за изправителя от *Фиг. 4.3.-а*.

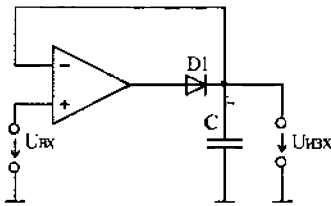
Схемата от *Фиг. 4.3.-б* е с положително изходно напрежение. Ако е необходимо да се получи отрицателно изходно напрежение, диоди в схемата следва да се обърнат.

4.3. Амплитудни изправители

Амплитудните изправители са предназначени за формиране на постоянно изходно напрежение, пропорционално на амплитудата на входното променливо или импулсно напрежение.

В много случаи, амплитудните изправители могат да се реализират чрез включване на кондензатор в качеството на товар на изправителя на средна стойност. Така, например, на *Фиг. 4.4* е показана схема на прост активен амплитуден изправител.

Когато $U_{ВХ} > 0$ кондензаторът C се зарежда до амплитудата на входния сигнал от изходния ток на OY , преминаващ през отпушения диод. Когато входното напрежение $U_{ВХ}$ приеме



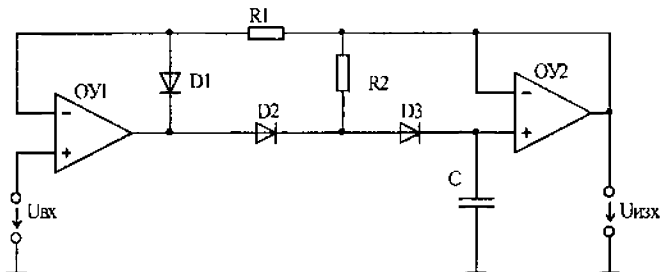
Фиг.4.4.

стойност, по-малка от амплитудната, напрежението на неинвертиращия вход на ОУ ще стане по малко от това на инвертиращия вход (поддържащо се от кондензатора C равно на амплитудната стойност),

напрежението на изхода на ОУ ще стане отрицателно и диодът ще се запуши. Диодът ще бъде запушен дотогава, докато входното напрежение не превиши напрежението, запазено на кондензатора C . Следващите устройства, свързани към изходните клеми на амплитудния изправител по схемата от Фиг.4.4. трябва да имат достатъчно голямо входно съпротивление, за да не се разрежда кондензаторът C за периода на входния сигнал. Ако означим с R_T съпротивлението на товара на изправителя, то коефициентът на пулсации на изхода на изправителя (предизвикани от упоменатия разряд), ще бъде приблизително равен на:

$$K_H \approx 1 / 2\pi f R_T C, \quad (4.4)$$

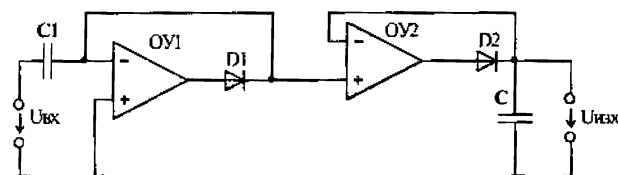
където f честотата на входния сигнал. Кондензаторът C се разрежда още и от обратния ток на запушения диод. Освен проблема с разряда на кондензатора C , схемата от Фиг.4.4 притежава и още един недостатък, че в нея е възможно претоварване на ОУ по диференциално напрежение (при запушен диод). Тези недостатъци са отстранени в амплитудния изправител, схемата на който е показана на Фиг.4.5.



Фиг.4.5.

Схемата от Фиг. 4.5. има голямо входно съпротивление спрямо кондензатора C и малко изходно съпротивление спрямо товара, т.е. е подходящо за повторителя, изпълнен чрез операционния усилвател OY_2 . Допълнително са прибавени диодът D_3 и резисторът R_1 , осигуряващи еквипотенциалност на изводите на диода D_1 при отрицателен входен сигнал и възпрепятстващи по този начин заряда на кондензатора C чрез обратния ток на диода D_3 . Диодът D_2 осигурява еквипотенциалност на входовете на OY_1 при отрицателен входен сигнал, с което се изключва претоварването на усилвателя по диференциално напрежение. Резисторът R_1 предотвратява "обкъсването" на изходите на операционните усилватели при отпуснат диод D_2 .

Амплитудният изправител от Фиг. 4.6. осигурява преобразуване на единия сигнал "от пик до пик", т.е. изходното напрежение на изправител е равно на сумата от положителната и отрицателната амплитуди (размаха) на входното напрежение.



Фиг. 4.6

Първото стъпало на това устройство, съдържащо усилвателя, представлява активен амплитуден изправител със "затворен" (или постоянната съставна на сигнала) вход. Когато $U_{BX} < 0$, диодът D_1 се отпусква и напрежението на инвертиращия вход се поддържа на нула, при което, кондензаторът C се зарежда до отрицателната амплитуда на входния сигнал. След преминаване на минимум, U_{BX} започва да расте, напрежението на инвертиращия вход на OY_1 става положително, диодът D_1 се запушва, вследствие на веригата на отрицателната обратната връзка се разкъсва и изходът на OY_1 ще се установи в отрицателно ограничение.

Променливото входно напрежение U_{BX} , изместено в "плюс" съответно на отрицателната амплитуда, запазена от кондензатора, се подава на входа на амплитуден изправител за положителни амплитуди (Фиг. 4.4). На изхода на последния се установява

постоянно напрежение, равно на положителната амплитуда на сигнала, постъпващ на неговият вход, съответстваща на сумата от положителната и отрицателната амплитуди на входния сигнал U_{BX} .

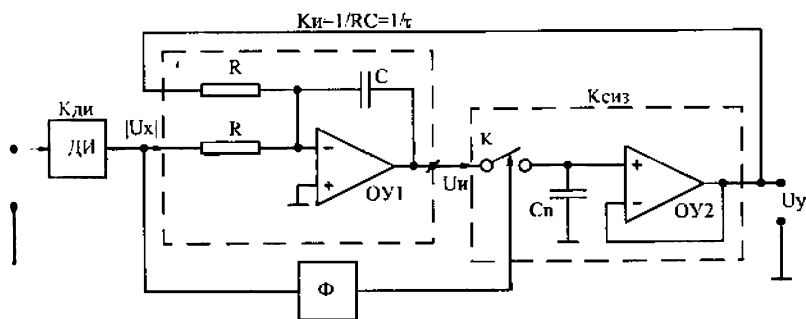
Източниците на грешки и мерките за тяхното намаляване са аналогични на тези, коментирани за изправителя от *Фиг.4.3.-а* *Фиг.4.5*.

4.4. Бързодействащ изправител (филтър) на средната стойност на входното напрежение

Както беше казано по-горе, при измерването или преобразуването на средната и средната изправена стойности на променливото напрежение, на изхода на преобразувателя се поставя нискочестотен филтър, отделящ постоянната съставна на сигнала. При това, колкото по-високи са изискванията за минимално ниво на пулсациите в изходното напрежение на преобразувателя, толкова по-голяма трябва да е времеконстантата на филтъра, и следователно инерционността на преобразувателя като цяло. Максимално бързодействие може да се постигне, ако се осъществят последователно функционалните преобразувания “интегриране” и “деление” според формулите за средни стойности, в рамките на периода на входното напрежение. При зададена точност на преобразуването, обаче, този метод се осъществява апаратно твърде сложно.

При неголям диапазон на изменение на честотата на измерваното напрежение (2 до 3 пъти) компромисно решение на споменатите проблеми може да се постигне с използването на филтър, построен във вид на астатична затворена система с дискретизация на изходния сигнал, синхронно с пулсациите на входното напрежение. На *Фиг.4.7* е представена блоковата схема на такъв бързодействащ преобразувател на средната изправена стойност на променливото напрежение в постоянно напрежение. Основните блокове на преобразувателя от *Фиг.4.7* са следните: двуполупериоден изправител *ДИ*, двуходов интегратор *И*, схема за извадка и запомняне *СИЗ* и формирова̀тел *Ф*. Интегратор *И* и схемата за извадка и запомняне *СИЗ* образуват затворена астатична система с временна дискретизация на изходното напрежение. Действието на схемата е следното: Интеграторът *И* формира на изхода си напрежение, пропорционално на сумата от напреженията $|U_x|$ от изхода на *ДИ* и U_y от изхода на преобразувателя. Ключът *К* на

/// затваря за кратко време, необходимо за запомняне на напрежението U_H от “запомнящия” кондензатор C_n . Затварянето на ключа K се извършва за кратко време по команда от формирателя Φ през временни интервали, равни на периода T на входното напрежение. По такъв начин се осъществява временната дискретизация на изходното напрежение U_y , представляващо едновременно и напрежението на обратната връзка в затворената система.



Фиг. 4.7

При скокообразно изменение на средната стойност на входното напрежение в системата възниква преходен процес, при който изходното напрежение се изменя стъпаловидно с продължителност на всяка стъпка, равна на T . Ако преходният процес е затихващ, то в установен режим изходното напрежение е постоянно и интегралът от входното напрежение за периода T е равен на нула:

$$\int_0^T (|U_X| + U_Y) dt = \int_0^T |U_X| dt + U_Y \cdot T = 0 \quad \text{или} \quad U_Y = -\frac{1}{T} \int_0^T |U_X| dt \quad (4.5)$$

Следователно, изходното напрежение U_Y ще бъде равно на средната средна стойност на входното напрежение U_X .

Ще определим съотношенията, определящи вида на преходния процес на установяване на изходното напрежение на преобразувателя при скокообразно изменение на входното напрежение.

Нека напрежението на изхода на интегратора U_H в края на i -тия такт на преобразуване е равно на $U_H[n]$. Изходното напрежение ще бъде съответно:

$$U_Y[n] = K_{СИЗ} \cdot U_H[n] \quad (4.6)$$

където $K_{СИЗ}$ - коефициент на предаване на схемата за извадка и запомняне СИЗ.

Да предположим, че в началото на $[n+1]$ -я такт, входното напрежение се е изменило със скок и е станало U_{X1} . Интегралът (сумата на напреженията $U_Y[n]$ и U_{X1} , получен за времето на $[n+1]$ -период на преобразуване се добавя към напрежението $U_H[n]$ и се получава ново напрежение $U_H[n+1]$:

$$U_H[n+1] = U_H[n] - \frac{1}{\tau} \int_0^T \{U_{X1} + U_Y[n]\} dt \quad (4.7)$$

Съответно, изходното напрежение на преобразувателя $U_Y[n+1]$ ще бъде:

$$U_Y[n+1] = K_{СИЗ} \cdot U_H[n+1] \quad (4.8)$$

Решавайки съвместно (4.6), (4.7) и (4.8) и отчитайки, че течение на такта $[n+1]$ напрежението на обратната връзка $U_Y[n]$ остава постоянно, уравнението (4.8) се преобразува по следния начин:

$$U_Y[n+1] - U_Y[n] \cdot \left(1 - \frac{T \cdot K_{СИЗ}}{\tau}\right) = -\frac{K_{СИЗ}}{\tau} \int_0^T U_{X1} dt \quad (4.9)$$

Полученото уравнение (4.9) представлява линейно нееднородно диференчно уравнение от първи ред. Въвеждам означението:

$$S = - \int_0^T U_{X1} dt \quad (4.10)$$

Прилагайки дискретното преобразуване на Лаплас [11], преминавам в пространството на образите:

$$e^q \cdot U_Y^*(q) - U_Y^*(q) \cdot \left(1 - \frac{T \cdot K_{СИЗ}}{\tau}\right) = e^q \cdot U_Y^*[0] + \frac{K_{СИЗ}}{\tau} S \frac{e^q}{e^q - 1} \quad (4.11)$$

където $U_Y[0]$ е величина, определяща началните условия.

Уравнение (4.11) след преобразуване може да се представи по следния начин:

$$U_Y^*(q) = \frac{e^q}{e^q - (1 - \frac{T \cdot K_{СИЗ}}{\tau})} \left\{ U_Y[0] - \frac{S}{T} \right\} + \frac{e^q}{e^q - 1} \cdot \frac{S}{T} \quad (4.12)$$

Изразът (4.12) в пространството на оригиналите има следния вид:

$$U_Y[n] = \frac{S}{T} + \left\{ U_Y[0] - \frac{S}{T} \right\} \left(1 - \frac{T \cdot K_{СИЗ}}{\tau} \right)^n \quad (4.13)$$

Измествайки в (4.13) стойността на S от (4.10) ще получим:

$$U_Y[n] = -\frac{1}{T} \int_0^T |U_{X1}| dt + \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T |U_{X1}| dt + U_Y[0] \right\} \left(1 - \frac{T \cdot K_{СИЗ}}{\tau} \right)^n \quad (4.14)$$

Първият член на дясната страна на израза (4.14) представлява средната стойност на изходното напрежение на преобразувателя, равна на средната изправена стойност на входното напрежение.

Вторият член на дясната страна представлява свободната съставка на преходния процес. При това, ако до изменението на входното напрежение, преобразувателят е бил в установен режим, то в този случай, сумата в големите скоби представлява нарастването на средната стойност на входното напрежение.

Характерът и продължителността на преходния процес зависят от стойността на разликата $\Delta = (1 - \frac{T \cdot K_{СИЗ}}{\tau})$. Ако последната е

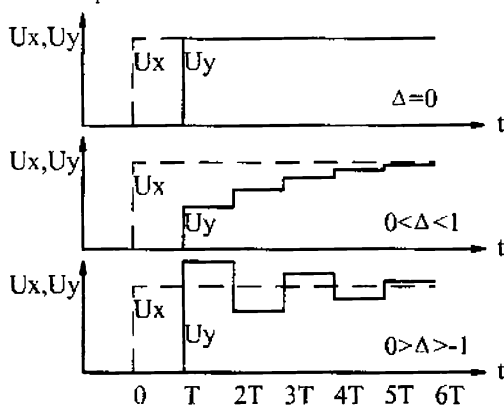
равна на нула, преходният процес завършва за един период T , което съответства на максимално възможното бързодействие. Ако $|\Delta| < 1$,

преходният процес завършва толкова по-бързо, колкото тази разлика е по-близка до нулата. Така, ако $(T \cdot K_{СИЗ} / \tau) = 0,5$ (или $1,5$) и $U_Y[0] = 0$, то за завършване на преходния процес с относителна грешка не по-голяма от $0,1\%$ са достатъчни десет периода на T , тъй като $(1 - 0,5)^{10} \approx 0,001$

Преходните процеси на различни стойности на $T \cdot K_{СИЗ} / \tau$ са изобразени на *Фиг. 4.8*. Очевидно, че при изпълнение на условието $|\Delta| < 1$, знакът на величината определяща динамичната грешка на устройството се изменя след всеки период на интегриране.

При $\Delta \leq 1$, т.е. при $T > 2 \cdot \tau / K_{СИЗ}$ преходният процес на установяване на изходното напрежение е незатихващ. По такъв

начин, условието $T < 2\tau$ $K_{СИЗ}$ представлява условието и устойчивост на затворената система.



Фиг. 4.8

Грешката на разглеждания преобразувател в статичен режим основно се определя от точността и стабилността на ДИ, резистора R и от дрейфа на нулата на интегриращия усилвател ОУ. Към точността на СИЗ не се налагат строги изисквания, тъй като последната се памира в правата верига на затворената система. Не оказва влияние на точността в статичен режим така също, и изменението на интегриращия кондензатор C . Изменението на тези величини влияе само на динамичните характеристики, тъй като се изменя стойността $T \cdot K_{СИЗ} / \tau$.

Тъй като осредняващото устройство на преобразувателя обезпечава получаване на средната стойност на входното напрежение за периода T , който е равен на периода на пулсациите на това напрежение, то последните се оказват напълно подтиснати и отсъстват в изходното напрежение.

Направените до тук изводи са валидни при условие, че честотата на входното напрежение е постоянна. Интерес представлява, също така, анализът на бързодействието на такъв преобразувател при отклонение на честотата от номиналната ѝ стойност, което ще позволи да се оценят възможностите на преобразувателя в по-широк честотен диапазон. При променлива честота на входното напрежение според условието за обезпечаване на устойчивостта на затворената система при $K_{СИЗ}=1$ е необходимо

ни да се изпълнява неравенството: $\tau > T_{BX \max} / 2$, където $1/T_{BX \min}$ е максималната стойност на периода на входното напрежение. Да разгледаме случая, когато диапазона на изменение на входната честота е равна на 2, т.е. $T_{BX \max} = 2T_{BX \min}$. В този случай, оптималната стойност на τ ще лежи в интервала: $T_{BX \min} < \tau < T_{BX \max}$.

Стойността на τ може да се определи, изравнявайки на двете страници на честотния диапазон времента за завършване на преходния процес на установяване на изходното напрежение и осемните на динамичните грешки, при което се получава следната формула:

$$n_1 \cdot T_{BX \max} = n_2 \cdot T_{BX \min} \text{ и } \delta = \left| 1 - \frac{T_{BX \max}}{\tau} \right|^{n_1} = \left| 1 - \frac{T_{BX \min}}{\tau} \right|^{n_2} \quad (4.15)$$

където n_1 и n_2 - брой на периодите на установяване на изходното напрежение на границите на диапазона, определящи равни динамични грешки при равни времена на преходния процес. Като заместим в уравнение (4.15) $T_{BX \max} = 2T_{BX \min}$ и решавайки получената система, ще получим за оптималната времеконстанта τ_0 :

$$\tau_0 = (1 + 1/\sqrt{2}) \cdot T_{BX \min} \cong 1.7T_{BX \min} = 0.85T_{BX \max}$$

максималната продължителност на преходния процес на установяване на изходното напрежение със зададена относителна грешка, например, $\delta = 0.1\%$:

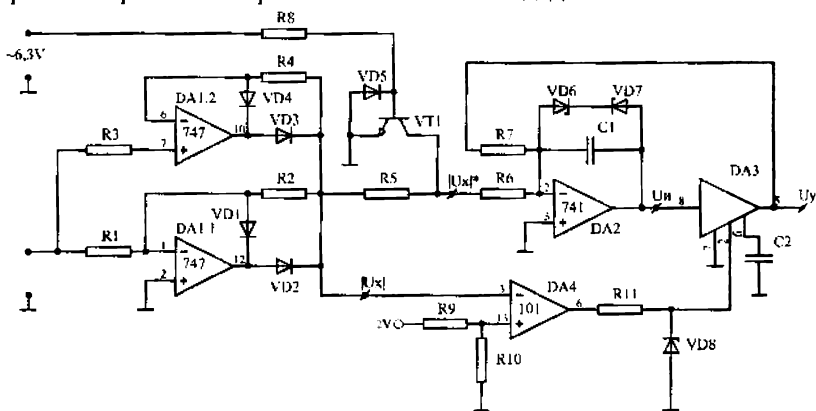
$$n_1 T_{BX \max} = \frac{\lg \delta}{\left| \lg \left| 1 - \frac{T_{BX \max}}{\tau_0} \right| \right|} T_{BX \max} \approx 4.7 T_{BX \max} = 4.7 \tau_0 \quad (4.16)$$

От (4.16) се вижда, че при двукратен диапазон на изменение на честотата на входното напрежение при съответното оразмеряване на времента може да се постигне бързодействие на преобразувателя на границите на диапазона не по-малко от четири периода на минималната честота.

От казаното до тук следва, че използването на астатични усредняващи устройства със синхронна дискретизация на интеграла на входната права верига за построяването на измервателни изправителни преобразуватели, за средна стойност се явява ефективно средство за повишаване на тяхното бързодействие. На изхода на такива преобразуватели практически няма пулсации.

4.5. Описание на експериментална схема на бързодействащ преобразувател на средната изправена стойност.

Целта на лабораторното упражнение е да се изследва динамичните свойства и статичната характеристика на преобразувател на средната изправена стойност на променливото напрежение с временна дискретизация на интеграла правата верига. Експерименталната схема е дадена на Фиг. 4.9



Фиг. 4.9.

С помощта на операционните усилватели $DA1.1$ и $DA1.2$ ($\mu A747$) и диодите $VD1-VD4$ е осъществен двуполупериодния изправител (преобразувател по модул). Интеграторът е изпълнен на базата на операционния усилвател $DA2$ ($\mu A741$), а схемата за извадка и запомняне $DA3$ е в интегрално изпълнение ($KP1100CK2 = LF398$). Формирателят е реализиран с операционния усилвател $DA4$ ($LM101A$) и е осъществен по схемата на инвертиращ компаратор. Ценеровият диод $VD8$ обезпечава необходимите нива за управление на $DA3$, а ценеровите диоди $VD6$ и $VD7$ ограничават нарастването на изходното напрежение на $DA3$ под допустимото за $DA3$ входно напрежение. С помощта на транзистора $VT1$, превключващ с честота 50Hz се “накъсва” входното напрежение на преобразувателя с цел да се наблюдава на екрана на осцилоскопа преходният процес в системата.

4.6. Задачи за лабораторно упражнение

4.6.1. Да се разучи принципната схема на опитната установка и се нанесат върху нея стойностите и типа на компонентите.

4.6.2. Да се изчисли теоретично и се определи експериментално оптималната честота f_0 , при която преобразувателят има максимално бързодействие (преходният процес затихва за един период на входното напрежение).

4.6.3. Да се наблюдава переходния процес при $f \neq f_0$ и се определят експериментално честотните диапазони, в които переходният процес има аperiodичен, псевдопериодичен и затихващ характер. Да се извърши теоретична проверка.

4.6.4. Да се снимат експериментално времедиаграмите в характерните точки на преобразувателя в установен режим (транзисторът VT1 е запушен).

4.6.5. Да се снеме характеристиката на преобразуване на преобразувателя при $f=f_0$ и да се определи диапазона на линейно преобразуване с максимално приведена грешка, зададена от преподавателя.

4.7. Контролни въпроси

4.7.1. Как се изчисляват резисторите $R_1 \dots R_4$ в схемата на двуполупериодния изправител от Фиг.4.9? Как в тази схема може да се обезпечи зададено усилване?

4.7.2. Начертайте при синусоидално входно напрежение U_x времедиаграмите на изходите на двуполупериодния изправител и кондензатора.

4.7.3. От какво се определят видът на переходния процес в преобразувателя с временна дискретизация от Фиг.4.7? Кое е извистото за устойчивост за такъв преобразувател?

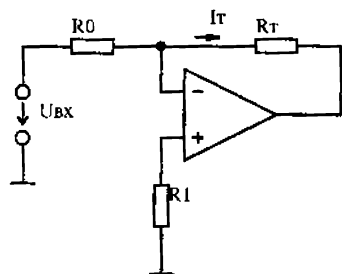
4.7.4. От кои параметри се определя мултипликативната грешка в преобразувателя от Фиг.4.9?

4.7.4. От кои параметри се определя адитивната грешка в преобразувателя от Фиг.4.9? Какви мерки можете да предложите за нейното намаляване?

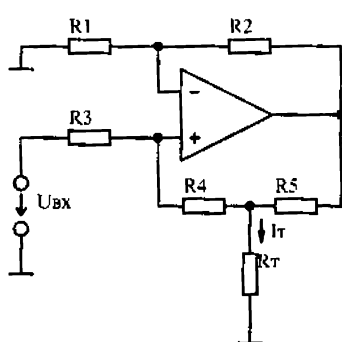
V. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НА НАПРЕЖЕНИЕ В ТОК (СТАБИЛИЗАТОРИ НА ТОК)

5.1. Схемотехника на измервателните преобразувателите на напрежение в ток.

Преобразувателите на напрежение в ток *ПНТ* се използват тогава, когато е нужно токът в товара да е пропорционален на входното напрежение и да не зависи от съпротивлението на товара. При постоянно входно напрежение, токът в товара също ще бъде постоянен. Поради това, тези преобразуватели понякога условно се наричат стабилизатори на ток. В *ПНТ* операционните усилватели са обхванати от отрицателна обратна връзка по ток, която поддържа тока в товара равен на тока I_T , определен от входното напрежение $U_{вх}$.



Фиг.5.1



Фиг.5.2

Проста схема на *ПНТ* е показана на *Фиг.5.1*. Схемата представлява инвертиращ усилвател с тази особеност, че товарът R_T е включен във веригата на отрицателната обратна връзка на мястото на резистора R_2 (*Тема 2.2*). Токът в товара е равен:

$$I_T = U_{вх} / R_0 \quad (5.1)$$

и не зависи от товарното съпротивление R_T . Резисторът R_1 е предназначен за намаляване на адитивната грешка, причинена от входните токове на операционния усилвател (*Тема 2.5.2*). В тази схема токът, преминаващ през товара е равен на тока, консумиран от източника $U_{вх}$. За да товарим по-малко източника на входно напрежение, може да подадем входното напрежение на

инвертиращия вход на операционния усилвател, а резисторът R_0 се свързва към общата точка ("земята"), т.е., получава се схема, идентична с тази, на неинвертиращия усилвател. Друг недостатък на IIII от Фиг.5.1 е, че товарът R_T няма заземен извод, общ съвместен извод на източника на входно напрежение. В този смисъл, не са свършени са схемите на стабилизатор на ток, позволяващи товарът да се заземи, каквато е, например, схемата от Фиг.5.2.

Токът в товара R_T от Фиг.5.2 се определя по формулата [5]:

$$I_T = \frac{R_1(R_4 + R_5)R_2R_4}{[R_1(R_4 + R_5) - R_2R_3]R_T + R_1R_5(R_3 + R_4)} U_{BX} \quad (5.2)$$

За да не зависи токът I_T от товара R_T , е необходимо да е изпълнено равенството:

$$R_1(R_4 + R_5) - R_2R_3 = 0, \quad (5.3)$$

при което, за токът в товара се получава:

$$I_T = U_{BX} R_2 / R_1 R_3 \quad (5.4)$$

От приведените формули се вижда, че в частния случай, в схемата от Фиг.5.2 може да се приеме: $R_4=0$.

Друга, интересна възможност на схемата от Фиг.5.2 е, че ако входното напрежение U_{BX} се подаде чрез резистор R_1 на инвертиращия вход на OY , а левият извод на резистора R_3 се заземи, при спазване на съотношението (5.3), токът в товара само ще промени знака си, а големината му както преди ще се определя от съотношение (5.4).

В разгледаните до тук схеми, токът в товара е ограничен отгоре допустимия изходен ток на операционния усилвател. От този недостатък са лишени схемите от Фиг.5.3 и Фиг.5.4.

В преобразувателя от Фиг.5.3 отрицателната обратна връзка обезпечава сквипотенциалност на входовете на OY , при което, ако пренебрегне входния ток на OY и се приеме транзисторът T_1 за идеален, за тока в товара се получава:

$$I_T = U_{BX} / R_0 \quad (5.5)$$

Отчитайки усилването на транзистора T_1 съотношение (5.5) ще придобие вида:

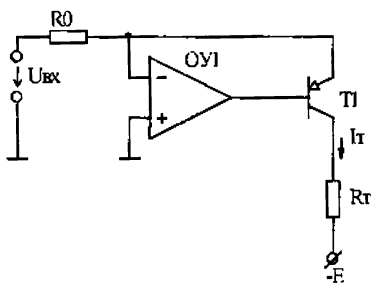
$$I_T = U_{BX} \frac{1}{R_0} \frac{h_{21}}{1 + h_{21}}, \quad (5.6)$$

където h_{21} коефициент на усилване по ток на транзистора T_1 .

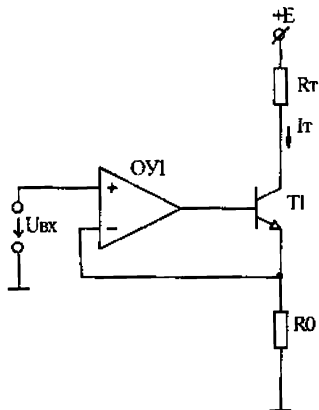
Очевидно, че за да се избегне мултипликативната грешка, внасяна от биполярния транзистор е необходимо да се обезпечи съотношението

$$h_{21} \gg \gg 1, \quad (5.7)$$

или да се замени биполярния транзистор с полеви транзистор.



Фиг.5.3



Фиг.5.4.

В схемата от Фиг.5.3 токът, преминаващ през товара е равен на тока, консумиран от източника U_{BX} . За да товарим по-малко източника на входно напрежение, може да подадем входното напрежение на инвертиращия вход на операционния усилвател, а левият край на резистора R_0 да свържем към маса, както е направено във схемата от Фиг.5.4. Преобразувателят от Фиг.5.4 се характеризира със същите съотношения (5.5, 5.6 и 5.7).

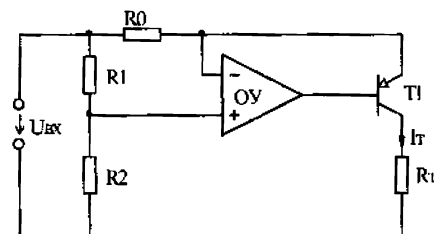
Ако е нужно товарът и източникът на опорно напрежение да имат общ извод, схемата от Фиг.5.3 може да се преработи така, като е показано на Фиг.5.5. За тази схема, пренебрегвайки входния ток на ОУ и базовия ток на транзистора, ще имаме следното съотношение:

$$I_T = U_{BX} \frac{1}{R_0} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (5.8)$$

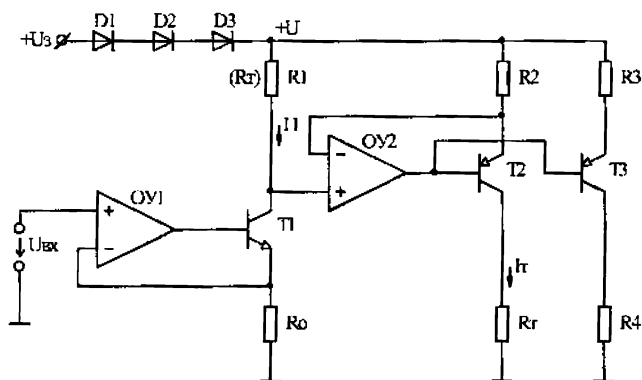
В схемата от Фиг.5.5 входното напрежение се ограничава отдолу от минималното напрежение $U_{сб}$, необходимо за транзистора, за да работи в линеен режим. Този недостатък е отстранен в преобразувателя “напрежение – ток”, показан на Фиг.5.6. Тази схема представлява преобразувателят от Фиг.5.4, допълнена с втори ОУ,

както е показано на Фиг.5.6. Вторият операционен усилвател OY_2 , заедно с транзистора T_2 образуват източник на ток, свършено идентичен на този, от Фиг.5.4 и с входно напрежение – спадът на напрежение върху резистора R_1 . Товарът е включен в колектора на транзистора T_2 . За тази схема токът в товара се определя от отношението:

$$I_T = U_{BX} \frac{1}{R_0} \frac{h_{21}^{T1}}{1 + h_{21}^{T1}} \frac{R_1}{R_2} \frac{h_{21}^{T2}}{1 + h_{21}^{T2}} \approx U_{BX} \frac{1}{R_0} \frac{R_1}{R_2}. \quad (5.9)$$



Фиг.5.5



Фиг.5.6

Преобразувателят от Фиг.5.6 може да бъде слабден с втори или повече токови изходи, използвайки ефекта на “токовото огледало”, както е показано на фигурата с включването на транзистора T_3 и резистора R_3 . Токът в товара R_4 ще бъде:

$$I_T = U_{BX} \frac{1}{R_0} \frac{R_1}{R_3} \quad (5.10)$$

Трябва да се има предвид, обаче, че за обезпечаване на температурна стабилност на допълнителните токове изходи, е необходимо транзисторите да са с идентични параметри, като за целта могат да се използват интегрални транзистори, формирани на обща подложка.

При практическата реализация на схемата от *Фиг. 5.6* следва да се вземе предвид и следната особеност. Ако напрежението $+U$ равно на напрежението на захранване на операционните усилватели $+U_3$, схемата няма да работи при входни напрежения, близки до нулата, при които входното синфазно напрежение и изходното напрежение на OY_2 се приближават към напрежението $+U$. Проблемът произтича от това, че допустимото входно синфазно напрежение V_{ICRH} и максималното изходно напрежение V_{OH} на повечето операционни усилватели не може да достигне стойността на захранващото напрежение. Поради това, напрежението $+U$ трябва да се избере по-малко по стойност от $+U_{30V}$, съобразявайки се със стойностите V_{ICRH} и V_{OH} за конкретния операционен усилвател (виж *Приложение 3*). Обикновено е достатъчна разлика от два волта, поради което, често, напрежението $+U$ се получава от $+U_3$ с помощта на три силициеви диода, свързани последователно, както е показано с пунктир на *Фиг. 5.6*.

5.2. Грешки на измервателните преобразувателите на напрежение в ток.

Мултипликативните грешки на *ПНТ* се определят от параметрите, влизащи в уравненията на преобразуване формули (5.1), (5.4), (5.6), (5.8) и (5.9). Изразът за относителната мултипликативна грешка може да се получи непосредствено от уравнението на преобразуване по метода на логаритмичния диференциал (*Тема 1.5*). За схемата от *Фиг. 5.2.*, неизпълнението на условие (5.3) ще доведе, освен до мултипликативна грешка, така и до грешка от нелинейност.

Адитивните грешки в *ПНТ* се причиняват от остатъчните напрежения и входните токове. Изразите за абсолютната или относителната адитивна грешка, приведена към входа или към изхода на *ПНТ* могат да се получат по методиката, приложена за измервателните усилватели (*Тема 2.5.2*). Напрежението на отпушване на транзисторите в схемите от *Фиг. 5.3*, *Фиг. 5.4* и *Фиг. 5.6*, практически не довежда до адитивна грешка, тъй като се привежда

към входа, разделено на коефициента на усилване на операционния усилвател (Тема 1.7.2).

5.3. Задачи за лабораторно упражнение.

Целта на лабораторното упражнение е получаване на основните метрологични характеристики на ПНТ от Фиг.5.6.

5.3.1. Да се разучи схемата на лабораторната постановка и нанесат върху принципната ѝ схема стойностите, типа и толеранса на елементите.

5.3.2. На базата на каталожни данни и номиналните стойности на елементите да се изчисли:

- а) обхватът и номиналният коефициент на преобразуване;
- б) мултипликативната грешка;
- в) адитивната грешка, приведена към изхода.

5.3.3. Да се снемат експериментално характеристиката на преобразуване в десет точки от обхвата.

5.3.4. Да се определят експериментално коефициентът на преобразуване, мултипликативната и адитивната грешки и получените резултати се сравняват с теоретично изчислените. Да се направи анализ на получените резултати.

5.4. Контролни въпроси.

5.4.1. Изведете условието за минимизиране на адитивната грешка, причинена от входните токове на операционния усилвател в схемите от Фиг.5.1 и Фиг. 5.2.

5.4.2. Какво следва да се промени в схемите от Фиг.5.3, 5.4 и Фиг.5.6, ако полярността на входното напрежение е отрицателна?

5.4.3. Как в схемата от Фиг.5.6 може да се получи адитивно преместване на изходния ток със зададена стойност?

5.4.4. Изведете израза за относителната мултипликативна грешка на ПНТ от Фиг.5.6.

5.4.5. Изведете за схемата на ПНТ от Фиг.5.6 израза за абсолютната адитивна грешка, приведена към входа, дължаща се на остатъчните входни напрежения на двата операционни усилвателя.

5.4.6. Изведете за схемата на ПНТ от Фиг.5.6 израза за абсолютната адитивна грешка, приведена към изхода, дължаща се на остатъчните входни напрежения на двата операционни усилвателя.

VI. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НА СЪПРОТИВЛЕНИЕ И Н/ ИЗМЕНЕНИЕТО НА СЪПРОТИВЛЕНИЕ В НАПРЕЖЕН

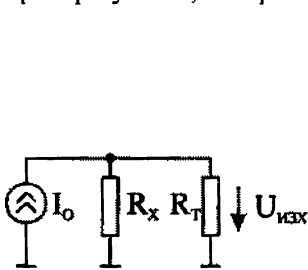
Преобразувателите на съпротивление в напрежение *ПС* използват за преобразуването на информационния параметър резистивните датчици (реостатни, потенциометри, тензометрични, терморезисторни, термисторни и други унифициран изходен сигнал – постоянно напрежение.

6.1. Преобразуватели на съпротивление в напрежение.

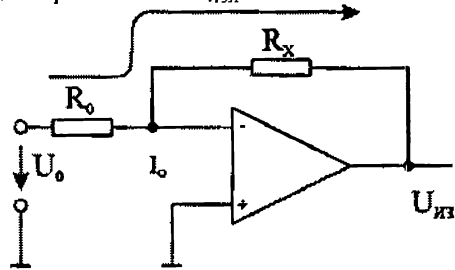
Най-просто преобразуването на съпротивление в напрежение може да се осъществи по схемата, показана на *Фиг.6.1*. Изходно напрежение за тази верига ще бъде:

$$U_{ИЗХ} = \frac{U_0}{R_0 + R_X} R_X \xrightarrow{k_0 \gg R_X} \approx \frac{U_0}{R_0} R_X = kR_X \quad (1)$$

При зададена грешка от нелинейност, стойността на преобразуваното съпротивление R_X е ограничено отгоре. По съображения възниква и ограничение, но този път, отдолу стойността на входното съпротивление на следващ преобразувател, възприемащ напрежението $U_{ИЗХ}$.



Фиг. 6.1.



Фиг. 6.2.

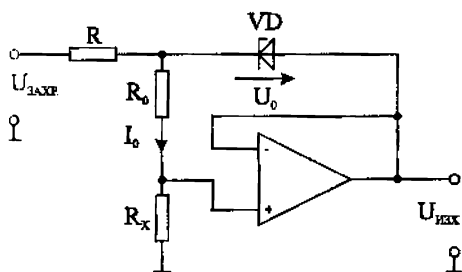
Горните недостатъци са отстранени в схемата от *Фиг.6.2*. Схемата представлява инвертиращ усилвател с тази особеност, измерваното съпротивление R_X е включено във веригата отрицателната обратна връзка на мястото на резистора R_2 (*Тема 2*), а входното напрежение U_0 е константа. За изходното напрежение имаме:

$$U_{\text{изх}} = -\frac{U_0}{R_0} R_X = kR_X, \quad (6.2)$$

от където се вижда, че преобразувателят е принципно линеен. Тук трябва да се отбележи, че спрямо съпротивлението R_X , схемата се държи като източник на константен ток: $I_0 = U_0 / R_0$.

Схемата от Фиг. 6.2 може да бъде модифицирана, тъй като независимо от резултата, като опорното напрежение U_0 се подаде на неинвертиращия вход на ОУ, а левият край на резистора R_0 се свърже към общата точка (земя).

Ако е необходимо измерваното съпротивление да има край, свързан с общата точка ("земя") на схемата, то може да се използва преобразувателят от Фиг. 6.3.



Фиг. 6.3.

Вследствие на екипотенциалността на входовете на операционния усилвател ОУ, свързан в схемата на неинвертиращ повторител, стабилизираното от диод VD напрежение U_0 се оказва приложено върху опорния резистор R_0 . Следователно, токът през него, протичащ и през

измервания резистор е константен и равен на: $I_0 = U_0 / R_0$. Изходното напрежение ще бъде равно на спада върху резистора R_X :

$$U_{\text{изх}} = \frac{U_0}{R_0} R_X = kR_X \quad (6.3)$$

Анализът на грешките на горните преобразуватели може да бъде извършен аналогично на този, за измервателните усилватели (Тема 2.5). От уравненията на преобразуване (6.1), (6.2) и (6.3) се вижда, че параметрите U_0 и R_0 са източници на мултипликативна грешка. По отношение на грешките, причинени от остатъчното напрежение и входните токове на операционните усилватели, обаче, схемите от Фиг. 6.2 и Фиг. 6.3 имат по-различно поведение, в сравнение със случая на измервателните усилватели. Действително, с отчитане на остатъчното напрежение и прилагайки метода на

суперпозицията, ще получим за изходното напрежение на ПСН (Фиг. 6.2):

$$U_{изх} = e_0 + \frac{e_0 - U_0}{R_0} R_X = e_0 + (k + \Delta k) R_X, \quad (6.4)$$

и за ПСН от Фиг. 6.3:

$$U_{изх} = e_0 + \frac{e_0 + U_0}{R_0} R_X = e_0 + (k + \Delta k) R_X \quad (6.5)$$

От изразите (6.4) и (6.5) се вижда, че остатъчното напрежение на операционния усилвател довежда както до адитивна, така и до мултипликативна грешка.

6.2. Преобразуватели на изменението ΔR на съпротивлението в напрежение.

В повечето случаи, при преобразуване на измерваната величина X с помощта на резистивни измервателни преобразуватели, информационния параметър се явява не стойността на съпротивлението R , а неговото изменение ΔR :

$$R_X = R_0 \pm \Delta R = R_0 \pm kX, \quad (6.6)$$

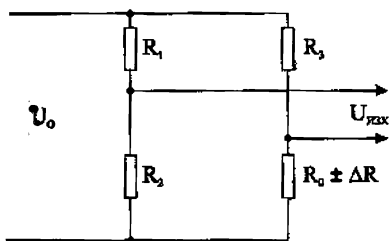
Освен това, като правило, относителната стойност на изменението $\delta R = \Delta R / R_0 \ll 1$. За да се обезпечи необходимата чувствителност в този случай е необходимо при измервателното преобразуване да се елиминира началната стойност R_0 на съпротивлението или с други думи, да се преобразува изменението ΔR в напрежение. Най-просто елиминирането на началната стойност R_0 на съпротивлението може да се извърши с помощта на мостова верига, както е показано на Фиг. 6.4. За да бъде изходното напрежение равно на нула при $\Delta R = 0$ е необходимо да се изпълни условието за равновесие на мостовата верига:

$$R_1 / R_2 = R_3 / R_0 = n \quad (6.7)$$

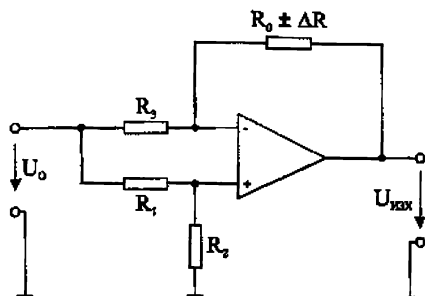
В неравновесен режим ($\Delta R \neq 0$) изходното напрежение $U_{изх}$ на празен ход ще бъде:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{изх}} &= \frac{U_0}{R_3 + R_0 \pm \Delta R} (R_0 \pm \Delta R) - \frac{U_0}{R_1 + R_2} R_2 = \\
 &= \frac{U_0}{n+1 \pm \Delta R} (1 \pm \Delta R) - \frac{U_0}{n+1} = U_0 \frac{n}{(n+1)(n+1 \pm \Delta R)} \pm \frac{\Delta R}{(n+1)(n+1 \pm \Delta R)},
 \end{aligned}
 \tag{6.8}$$

където $n = R_1 / R_2 = R_3 / R_0$ и $\Delta R = \Delta R / R_0$.



Фиг. 6.4.



Фиг. 6.5.

От уравнението на преобразуване (6.8) се вижда, че измервателното преобразуване е нелинейно. Анализът [6] на мостовата верига от Фиг. 6.4 показва, че линейно преобразуване на изменението на съпротивлението ΔR в напрежение на празен ход може да се обезпечи в два случая. Първия е тогава, когато мостът има две активни рамена, изменящи се дифференциално, например:

$$R_4 = R_0 + \Delta R, R_3 = R_0 - \Delta R \text{ и } R_1 = R_2 = R_0, \tag{6.9}$$

и втория случай е тогава, когато и четирите рамена на моста са активни:

$$R_1 = R_4 = R_0 + \Delta R \text{ и } R_2 = R_3 = R_0 - \Delta R \tag{6.10}$$

Исходното напрежение на схемата от Фиг. 6.4 изисква за понататъшното преобразуване диференциален вход. Най-често за целта се използва диференциален усилвател, но в редица случаи, с включването на операционен усилвател в мостовата верига се стремим да решим няколко задачи, в частност корекцията на грешката от нелинейност и изключване влиянието на съединителните линии (когато измерваното съпротивление е отдалечено от ПСН и е свързано с помощта на дълги съединителни проводници). Едно просто схемно решение, позволяващо едновременно изключването на началното съпротивление R_0 и

линеаризирането на мостовата верига, имаща едно работно рамк (резистора R_4) е дадено на *Фиг. 6.5*. Схемата представлява диференциален усилвател (*Фиг. 2.4*) с тази особеност, че входовете му са обединени и свързани към опорното напрежение U_0 . Измерваното съпротивление $R_4 = R_0 \pm \Delta R$ е включено във веригата на отрицателната обратна връзка на мястото на резистора R_2 . Тъй като спрямо измерваното съпротивление $R_4 = R_0 \pm \Delta R$ схемата се държи като източник на ток, изменението на изходното напрежение се оказва линейна функция на изменението ΔR . Действително, изходното напрежение може да се получи от формула (2.14):

$$U_{изх} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) U_0 - \frac{R_4}{R_3} U_0 = U_0 \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \quad (6.11)$$

За да се нулира изходното напрежение при $R_4 = R_0$ е необходимо да се изпълни условие (6.7) и полагайки $R_3 = R_0$, получаваме за съотношението $R_1 / R_2 = 1$. При тези условия, за изходното напрежение от (6.11) ще получим:

$$U_{изх} = -U_0 \frac{\pm \Delta R}{2R_0} = -\frac{U_0}{2} (\pm \delta R), \quad (6.12)$$

където $\delta R = \Delta R / R_0$.

Друг метод за линеаризиране на уравнението на преобразуването се явява въвеждането в *ПЧН* на положителна обратна връзка, както е показано на *Фиг. 6.6*. В тази схема, полагайки за опростяване на израза: $R_1 = R_2 = R_3 = R_0$ и $R_4 = R_0 + \Delta R$ се получава следната формула за изходното напрежение [5]:

$$U_{изх} = U_0 \frac{\frac{\Delta R}{R_0} + (R_0 + \Delta R) \left(\frac{1}{R_5} - \frac{1}{R_6} - \frac{1}{R_7} \right) R_5}{1 + \left(1 + \frac{\Delta R}{R_0} \right) \left(1 + \frac{R_0}{R_7} - 2 \cdot \frac{R_5}{R_6} \right)} R_6 \quad (6.13)$$

От формула (6.13) се вижда, че за да се направи изходното напрежение равно на нула при $\Delta R = 0$ е необходимо да се осъществи следното съотношение:

$$1 / R_5 = 1 / R_6 + 1 / R_7, \quad (6.14)$$

а за обезпечаване на линейната зависимост на $U_{изх}$ от ΔR :

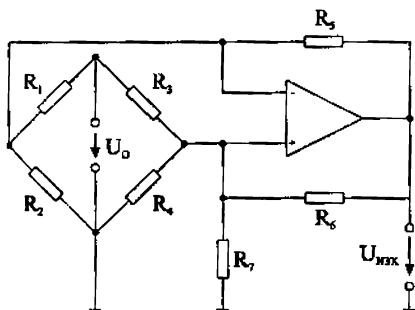
$$1 + R_0/R_7 = 2R_5/R_6 \quad (6.15)$$

Замествайки (6.14) и (6.15) в (6.13) получаваме:

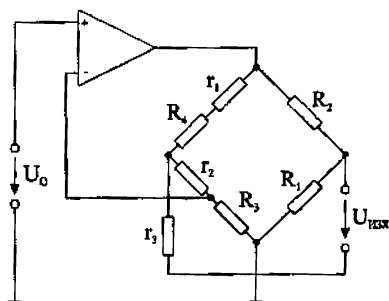
$$U_{ИЗХ} = U_0 \frac{\Delta R R_5}{R_0 R_6} \quad (6.16)$$

Приетите съотношения (6.14) и (6.15) позволяват да се изчислят резисторите R_6 и R_7 при известни съпротивленията R_0 и R_5 :

$$R_6 = R_5(2R_5 + R_0) / (R_5 + R_0), \quad R_7 = 2R_5 + R_0 \quad (6.17)$$



Фиг.6.6



Фиг.6.7

На Фиг. 6.7 е показан ПСН, в който се демонстрира решаването и на трите задачи: линеаризиране на мостовата верига, отстраняване началното съпротивление и намаляване влиянието на съединителните линии. Измерваното съпротивление $R_4 = R_0 \pm \Delta R$ е включено към схемата на мостовата верига от Фиг. 6.3 по трипроводна схема, като съпротивленията на съединителните проводници са означени съответно с r_1 , r_2 и r_3 . С помощта на OY се поддържа постоянно напрежение на резистора R_3 , равно на U_0 , поддържайки по този начин константен ток $I_0 = U_0 / R_3$ през измервания резистор R_4 , с което се решава задачата за линеаризацията. За изключване на началното съпротивление R_0 е необходимо да се обезпечи условие (6.7).

С отчитане на съпротивленията на съединителните проводници за $R_4 = R_0 + \Delta R$ можем да запишем за изходното напрежение:

$$U_{ИЗХ} = \frac{U_0}{R_3} (R_3 + R_0 + \Delta R + r_1 + r_2) \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{U_0}{R_3} \cdot (R_3 + r_2) \quad (6.18)$$

и полагайки, за обезпечаване на условие (6.7), $R_1 = R_2 = R_3 = R_0$, и получим за изходното напрежение:

$$U_{изх} = \frac{U_0}{2R_0} (\Delta R + r_1 - r_2) \quad (6.19)$$

Както се вижда от (6.19), при $r_1 \approx r_2$, еднаквото изменение и съпротивлението на свързващите проводници не довежда до изменение на изходното напрежение.

6.3. Задачи за лабораторно упражнение.

Целта на лабораторното упражнение е получаване на основните метрологични характеристики на ПСН от Фиг.6.5.

6.3.1. Да се разучи схемата на лабораторната постановка и се нанесат върху принципната ѝ схема стойностите, типа и толеранса на елементите.

6.3.2. На базата на каталожни данни и номиналните стойности на елементите да се изчисли:

- а) обхватът и номиналният коефициент на преобразуване;
- б) мултипликативната грешка;
- в) адитивната грешка, приведена към изхода.

6.3.3. Да се снеме експериментално характеристиката на преобразуване в десет точки от обхвата.

6.3.4. Да се определят експериментално коефициентът на преобразуване, мултипликативната и адитивната грешки и получените резултати се сравнят с теоретично изчислените. Да се направи анализ на получените резултати.

6.4. Контролни въпроси.

6.4.1. Кое е общото в схемите на ПСН от Фиг.6.1, Фиг.6.2 и Фиг.6.3. и по какво се различават?

6.4.2. В какво се състои принципът на преобразуване на изменението ΔR на съпротивлението в напрежение.

6.4.3. Изведете уравнението на преобразуване за схемите от Фиг.6.2, Фиг.6.3 и Фиг.6.5.

6.4.4. Изведете за схемите от Фиг.6.3 и Фиг.6.5 израза за абсолютната адитивна грешка, приведена към изхода, дължаща се на остатъчното входно напрежение на операционния усилвател.

7.1. Общи сведения

Честотата е основен параметър на периодичните процеси и се определя с броя периоди за единица време. Тя може да бъде както постоянна, така и променлива във времето, във връзка с което се формулират следните стойности на честотата [3]:

- моментна честота $F(t)$:

$$F(t) = \frac{\omega(t)}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d}{dt} [\omega_0 t + \varphi(t)] = f_0 + \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (7.1)$$

където $\omega(t)$ - кръгова честота, а $\varphi(t)$ - флукуация на фазата;

- средна честота F_{av} :

$$F = \frac{\omega_{av}}{2\pi} = \frac{1}{T} \int_0^T F(t) \cdot dt = f_0 + \frac{1}{2\pi T} [\varphi(t) - \varphi(0)] \xrightarrow{T \rightarrow \infty} f_0 \quad (7.2)$$

където T - период за наблюдение или измерване.

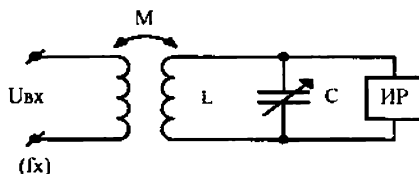
На практика понятията средна и постоянна честота най-често отъждествяват, като се определя норма за относителна нестабилност на средната честота.

Наблюдаваният в практиката честотен диапазон е извънредно широк от 10^{-6} (в автоматиката) до 10^{15} (в радиоелектрониката, физиката и др.), което налага използването на различни методи на измерване.

Като неенергетична величина, честотата не може да се измери пряко, поради което се използват различни методи за измервателно преобразуване. Така например, при електронните аналогови честотомери в качеството на информационен носител се използва периодична поредица от напреженови или токови сигнали с информационен параметър моментната им честота, равна на измерваната. Измервателното преобразуване на параметъра "честота" при тях се извършва по два основни метода: с право преобразуване и метод със сравнение (резонансен метод).

Резонансният метод се основава на сравнението на честотата на колебанията на изследвания източник със собствената честота на колебания на резонансен кръг (Фиг. 7.1). Изменяйки капацитета на кондензатора C е възможно, по показанията на индикатора на резонанса IP , да се настрои трептящия кръг LC в резонанс, при който $f_x = f_{res} = 1/2\pi\sqrt{LC}$. При известна стойност на L , скалата на

кондензатора C може да се градуира в единиците на честотата. В качеството на $ИР$ може да се използва, например, амплитуден волтметър. Резонансните честотомери имат неголяма точност и се използват за измерване при високи честоти.



Фиг.7.1

При метода с право преобразуване информационният параметър честотата се преобразува линейно в енергетична величина, най-често напрежение, а волтметърът, измерващ напрежението се градуира в единиците на честотата. Този метод с намерил по-широко разпространение поради простотата и технологичната си реализация. Метрологичните възможности на метода се определят преди всичко от “преобразувателя на честота в напрежение” ($ПЧН$). Измервателните $ПЧН$ се използват в електронните аналогови честотомери за измерване на честоти в диапазона от няколко десетки херца до няколко десетки мегахерца.

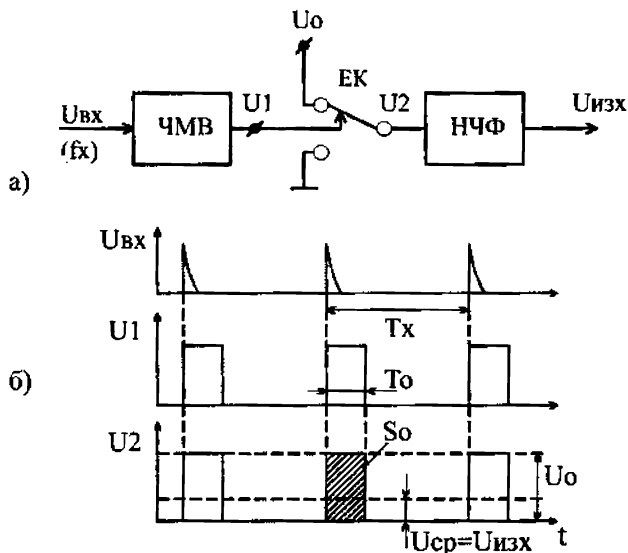
Разнообразието в построяването на $ПЧН$ по същество се определя от начина на формиране на информационния носител, поради което $ПЧН$ се класифицират в две основни групи: с постоянна волт-секундна площ и с постоянна ампер-секундна площ.

7.2. $ПЧН$ с постоянна волт-секундна площ.

При $ПЧН$ с постоянна волт-секундна площ се формира информационен носител във вид на поредица от напреженови импулси с постоянна площ и с информационен параметър честотата на тази поредица, равна на измерваната. Изходното напрежение се получава след усредняването на тази поредица.

Принципът на действие на $ПЧН$ с постоянна волт-секундна площ се пояснява от структурната схема и времедиаграмите, представени на Фиг.7.2. Входните импулси $U_{вх}$ с честота f_x запускат чакания мултивибратор $ЧМВ$ на изхода на който се формира импулс U_1 със зададена продължителност T_0 . Импулсите U_1 управляват електронния ключ $ЕК$ така, че на изхода му се формират импулси U_2

със зададена продължителност T_0 и зададена амплитуда U_0 (със зададена волтсекундна площ).



Фиг.7.2

Нискочестотният филтър $НЧФ$ отделя постоянната съставна на импулсната поредица U_2 (средната ѝ стойност U_{2cp}):

$$U_{изх} = U_{2cp} = \frac{1}{T_x} \int_0^{T_x} U_2 dt = \frac{1}{T_x} U_0 T_0 = T_0 U_0 f_x = S_0 f_x \quad (7.3)$$

която е пропорционална на входната честота f_x . Изходното напрежение $U_{изх}$ може да се усили по-нататък с измервателен усилвател и да се измери със стрелкови измервателен уред, чиято скала да се градуира в единиците на измерваната честота. В частния случай, $НЧФ$ в структурата от Фиг.7.2-а може да отсъства, а на негово място да се включи магнитоелектричен волтметър. Отклонението на последния, както е известно, е пропорционално на средната стойност на входното напрежение.

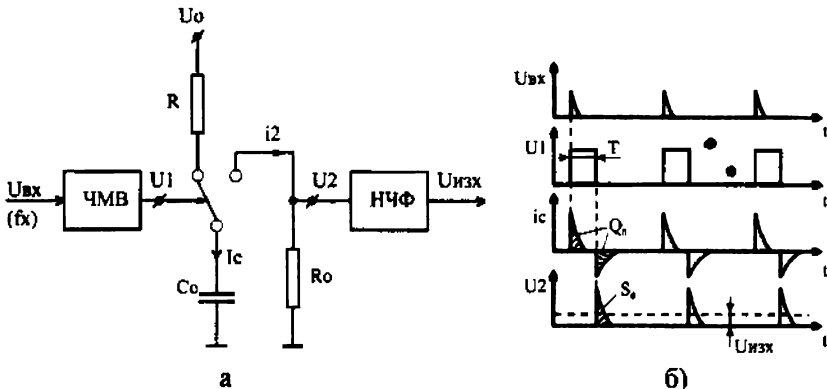
Основните източници на грешка в структурата от Фиг.7.2-а са нестабилността на $ЧМВ$ (нестабилността на продължителността на T_0) и нестабилността на параметрите на електронния ключ $ЕК$

(остатъчно напрежение, обратни токове, остатъчни съпротивления ограничена скорост на превключване и др.), която довежда до нестабилност както на амплитудата U_0 , така и на продължителността T_0 , респективно - до нестабилност на площта S_0 . Намаляването на тези грешки води до налагане на ограничения в диапазона на изменение на входната величина и до съществено усложняване на схемното решение на преобразувателя.

Значително по-просто се постигат необходимите метрологични характеристики при ПЧН с постоянна ампер-секундна площ.

7.3. ПЧН с постоянна ампер-секундна площ.

Тези ПЧН могат да се реализират по структурната схема от Фиг.7.2, като източникът на напрежение U_0 се замени с източник на ток I_0 . Значително по-проста е, обаче, схемната реализация на този вид ПЧН при така наречените "кондензаторни честотомери" Фиг.7.3.



Фиг.7.3

Входните импулси $U_{вх}$ с честота f_x запускат чакащия мултивибратор ЧМВ. Изходните му импулси U_1 с продължителност T управляват електронния ключ ЕК така, че за времето T образцовият кондензатор C_0 се включва към опорното напрежение U_0 , като се зарежда напълно през ограничителния резистор R а през паузата към образцовия резистор R_0 , през който се разрежда напълно. Формираното върху R_0 напрежение постъпва към

нискоchetотен филтър $HЧФ$, който отделя постоянната (средната) частна:

$$U_{out} = U_{zcp} = \frac{1}{T_X} \int_0^{T_X} i_2 R_0 dt = \frac{R_0}{T_X} \int_0^{T_X} i_2 dt = \frac{R_0}{T_X} Q_0 = R_0 U_0 C_0 f_X, \quad (7.4)$$

пропорционална на входната честота f_X .

В частния случай R_0 и $HЧФ$ могат да отсъстват и на тяхно място да се включи магнетоелектричен амперметър, скалата на който да се градуира директно в единиците на честотата.

От зависимостта (7.4) следва, че времето T не влиза в уравнението на преобразуване при условие, че преходният процес на заряд и разряд на C_0 завършва практически напълно: $RC_0 < T < 3R_0C_0$. Следователно, ако е изпълнено това условие, нестабилността на $ЧМВ$ не довежда до грешка, което води до опростяване на неговото схемно решение. Освен това, както се вижда от *Фиг.7.3*, EK превключва токове, а не напрежения както в случая на *Фиг.7.1*, което също води до същественото му опростяване и намаляване на изискванията към него. Така например, схемата не е критична към бързодействието и съпротивлението на EK , отново при условие, че се обезпечава завършване на преходните процеси на заряд и разряд на кондензатора C_0 . Точността при такъв $ПЧН$ се определя най-вече от стабилността на R_0 , C_0 и U_0 , което се обезпечава практически лесно.

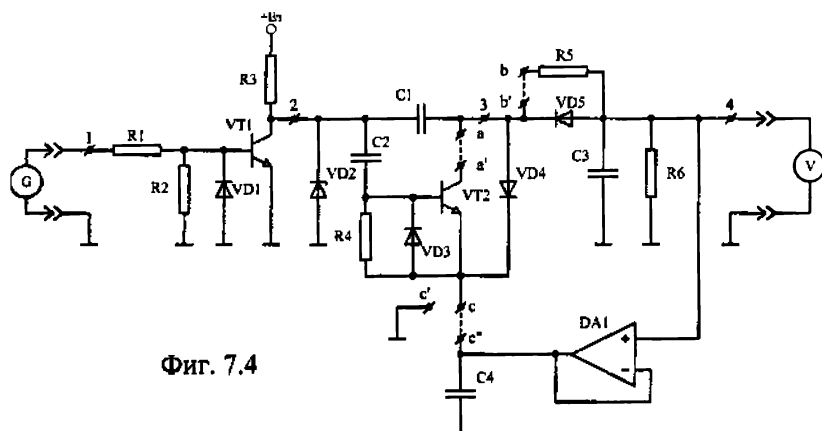
7.4. Описание на експериментална схема на преобразувател на честота в напрежение

Принципната схема на изследвания $ПЧН$, реализиращ метода с "постоянна ампер-секундна площ" (*Фиг.7.3*) е представена на *Фиг.7.4*.

Тъй като входният сигнал за $ПЧН$ се предвижда да се взема от синусодален генератор G , вместо чакаш мултивибратор, в схемата се предвижда по-елементарна схема: усилвател-ограничител, реализиран с помощта на транзистора $VT1$ ($BC337$) и ценеровия диод $VD2$ ($D818Г$), формиращи импулси с коефициент на загъване 0,5 и амплитуда 9V. Образцовият кондензатор C_1 се превключва с помощта на токовите аналогови ключове, реализирани с помощта на диодите $VD4$ и $VD5$, като се зарежда през $VD4$ и се разрежда през $VD5$ и резистора R_6 . Нискоchetотният филтър е осъществен с помощта на кондензатора C_3 , включен паралелно на резистора R_6 . По

този начин, върху нискофреkwотния филтър C_3R_6 се формира изходното напрежение на ПЧН (в случая, с отрицателна полярност) пропорционално на честотата на входния сигнал - формула (7.4.) Макар и реализиран извънредно просто, такъв преобразувател има един съществен недостатък. Проблемът е в това, че образцовият кондензатор се разрежда през нискофреkwотния филтър не напълно, (до изравняване на напрежението му с изходното. Действително, ако VD_4 е свързан с катода си към общата шина, образцовият кондензатор C_1 се зарежда до константното напрежение U_0 и ценовия диод VD_2 (количеството електричество на заряд на C_1 (равно на C_0U_0), а се разрежда до изходното напрежение $U_{изх}$ вследствие на което количеството електричество на разряд на C_1 ще бъде равно на $C_0(U_0 - U_{изх})$, а не на C_0U_0 и формула (7.4) придобива вида :

$$U_{изх} = f_x R_0 (U_0 - U_{изх}) C_0, \text{ или } U_{изх} = f_x R_0 U_0 C_0 / (1 - f_x R_0 C_0) \quad (7.5)$$

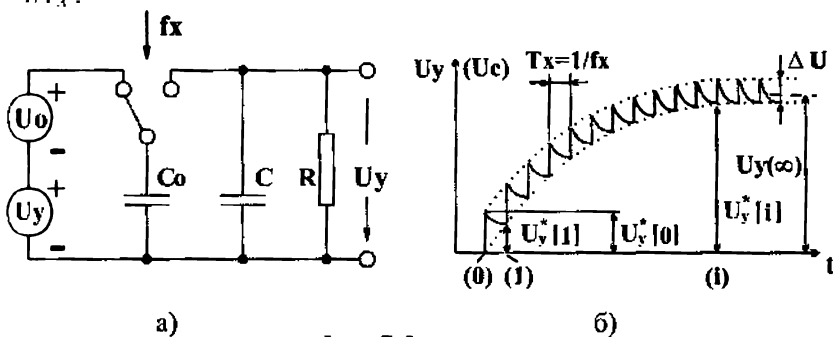


Фиг. 7.4

Както се вижда от формула (7.5), така реализираният преобразувател е нелинеен. За коригиране на тази нелинейност се въвежда допълнителна положителна обратна връзка с повторителя на напрежение $DA1$, изходът на който се свързва с катода на VD_4 . По този начин, кондензаторът C_1 , при запушен VT_1 , се зарежда до напрежението $U_0 + U_{изх}$, а при отпушен VT_1 , се разрежда до напрежението $U_{изх}$, вследствие на което, количеството електричество на презареждане на C_1 се запазва постоянно и равно на $U_0 C_0$, при което условие остава валидно уравнението на преобразуване (7.4).

Транзисторът VT_2 и резисторът R_5 са предназначени за подобряване работата на аналоговите ключове VD_4 и VD_5 . Проблемът е в това, че нелинейността на диодите VD_4 и VD_5 , изразяваща се в нарастване на тяхното съпротивление при намаляването на напрежението върху тях, довежда до разтегляне на преходните процеси на заряд и разряд на образцовия кондензатор C_1 , които не могат да завършат напълно. Последното е причина за възникване на допълнителни температурни грешки и на грешка от нелинейност. За отстраняване на този нежелан ефект, съпротивленията на ключове VD_5 и VD_4 се ограничават "отгоре" с помощта, съответно: на резистора R_5 и на прехода колектор-емитер на отпушения транзистор VT_2 . Последният се отпушва с помощта на диференциращата верига $C_2 R_5$ и "запаралелва" VD_4 при зареждане на C_1 .

На *Фиг. 7.5-а* и *Фиг. 7.5-б* са показани съответно еквивалентната схема и времедиаграмите, изясняващи преходния процес в ПЧН от *Фиг. 7.4*, при скокообразно изменение на входната честота от 0 до f_x $1/T_x$.



Фиг. 7.5

Обезпечавайки достатъчно малка времеконстанта на разряд на C_0 във филтъра R и C и присмайки, че реактивното съпротивление на кондензатора C е много по-малко от съпротивлението R , практически цялото количество електричество на разряд $Q_p = U_0 C_0$ се прехвърля в кондензатора C , предизвиквайки изменение на напрежението му с ΔU

$$\Delta U = U_0 \cdot C_0 \cdot C \quad (7.6)$$

В установен режим, на изхода на ПЧН се установява напрежение $U_y(\infty)$ с относителна стойност на пулсация $\delta_{\Pi} = \Delta U / U_y(\infty)$.

В моментите на постъпване на импулсите F_{k_1} , на изхода на ПЧН се формира решетъчната функция U_y^*

$$U_y^*[0] = \Delta U$$

$$U_y^*[1] = \Delta U \cdot e^{-T_x/RC}$$

$$U_y^*[2] = \Delta U (e^{-T_x/RC} + e^{-2T_x/RC})$$

$$U_y^*[n] = \Delta U \cdot \sum_{i=0}^n (e^{-iT_x/RC})$$

Решетъчната функция $\{U[i]\} i=0,1,2,\dots,n,\dots$ описва преходния процес в ЕАЧ във функция от номера на поредния импулс на f_1 . Функцията $U_y^*[n]$ представлява степенен ред, сходим [7] при $e^{-T_x/RC} < 1$. При $n = \infty$, установената стойност $U_y[\infty]$ на изходното напрежение ще бъде:

$$U_y[\infty] = \Delta U / (1 - e^{-T_x/RC}), \quad (7.7)$$

а при $T_x \ll RC$, $e^{-T_x/RC}$ може да се разложи в степенен ред [7]:

$$e^{-T_x/RC} = 1 - T_x/RC + 1/2!(T_x/RC)^2 - 1/3!(T_x/RC)^3 + \dots$$

и пренебрегвайки членовете от II-ри и по-висок ред, получаваме:

$$U_y[\infty] = \Delta U \cdot \frac{RC}{T_x} = U_0 \frac{C_0}{C} \cdot \frac{RC}{T_x} = U_0 C_0 R \cdot f_x \quad (7.8)$$

Относителната грешка δ_{Π} от преходния процес в момента nT_x от началото му се дава с израза:

$$\delta_{\Pi}(n) = \frac{U_y[n] - U_y[\infty]}{U_y[\infty]} \approx \frac{(1 - T_x/RC)^n}{RC/T_x} \quad (7.9)$$

При зададена максимална грешка $\delta_{\Pi}(n)_{\max}$, от формула (7.9) можем да определим необходимия минимален брой тактови импулси

n_{\min} и времето t_n за установяване на преходния процес със зададена точност:

$$t_{n \min} = n_{\min} T_X \quad (7.10)$$

От принципа на действие на ПЧН е очевидно, че за физическата реализуемост на преобразуването е необходимо периодът на входната честота да не превишава времето за практическо завършване на преходните процеси на заряд и разряд на кондензатора C_0 , което въвежда ограничение отдолу на входната честота. Така, ако приемем еквивалентните съпротивления на заряд и разряд на C_0 еднакви и равни на r_0 и коефициентът на запълване на импулсите с честота f_X на входния сигнал да е равен на 0,5, то можем да запишем:

$$T_{X \max} / 2 \geq 3r_0 C_0, \text{ от където: } f_{X \min} = 1/T_{X \max} = 1/6r_0 C_0 \quad (7.11)$$

На базата на формули (7.6) (7.11) може да се извърши измеряване на ПЧН.

7.5. Задачи за лабораторно упражнение:

7.5.1. Да се разучи принципната схема на опитната постановка и да се нанесат стойностите, типовете и толерансите на елементите. Да се отбележат точните елементи.

7.5.2. Да се снимат експериментално временните диаграми в характерните точки на преобразувателя (1,2,3 и 4) в два режима без корекция на нелинейността на диодите VD4 и VD5 (разкъсани връзки а-а' и в-в') и с корекция (осъществени връзки а-а' и в-в').

7.5.3. Да се снимат експериментално характеристиките на преобразуване в два режима: без корекция на нелинейността (осъществена връзка с-с') и с корекция на линейността (осъществена връзка с-с''), при осъществена корекция на линейността на VD4 и VD5.

7.5.4. На базата на получените в 7.5.3 резултати от експеримента да се определят грешките от нелинейност в двата режима за един и същ диапазон на изменение на входната величина.

7.6. Контролни въпроси.

7.6.1. Кои са разновидностите на метода с прав преобразуване на честота в напрежение и по какво се различават?

7.6.2. Кои са източниците на грешки в структурите от Фиг.7.2 и Фиг.7.3?

7.6.3. Как могат да се формират импулси с постоянен амперсекундна площ по начин различен от този, посочен в Фиг.7.3.?

7.6.4. Как се пояснява влиянието на нелинейността на диодите VD4 и VD5 върху работата на преобразувателя? Как може да се отстрани това влияние?

7.6.5. На какво се дължи нелинейността на преобразувател от Фиг.7.4. и как се отстранява?

7.6.6. От какво се определят долната и горната граници на входния честотен диапазон на ПЧН от Фиг.7.4?

VIII. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НА НАПРЕЖЕНИЕ В ЧЕСТОТА

Един от най-разпространените методи за построяване на цифрови волтметри е този, с междинно честотно преобразуване. При тези волтметри се реализира структура с право преобразуване, като входното напрежение първо се преобразува в честота с помощта на измервателен преобразувател на напрежение в честота, след което честотата се преобразува в код с помощта на цифров честотомер. Основният възел, определящ метрологичните характеристики на цифровите волтметри с междинно честотно преобразуване е преобразувателя на напрежение в честота *ПНЧ*. Високите метрологични качества на честотния сигнал висока шумоустойчивост при пренасяне както на къси, така и на дълги разстояния, удобство за галванична развързка, простота и точност на интегриране, дискретизация, кодиране, комутиране и други, са станали причина *ПНЧ* да получат и самостоятелно значение и в настоящем се произвеждат и в интегрално изпълнение.

Целта на настоящата тема е изучаване на схемотехниката и метрологичните възможности на най-разпространените структури на интегриращите преобразуватели на напрежение в честота *ПНЧ*.

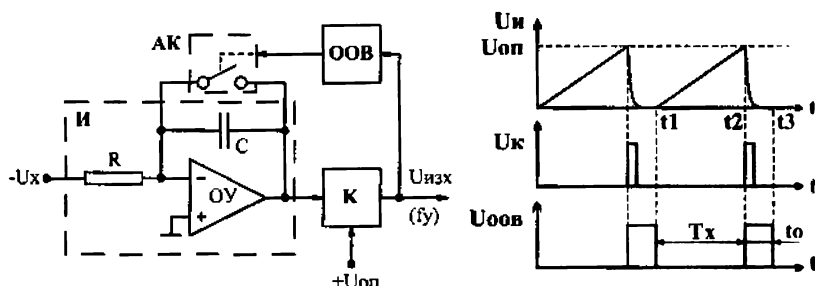
8.1. Принципи на работа и схемотехника на *ПНЧ* [5,10]

Независимо от голямото схемно разнообразие, всички *ПНЧ* могат да се класифицират в две групи [10] с адитивна и параметрична импулсни обратни връзки, принципино отличаващи се по своите метрологични възможности.

8.1.1. *ПНЧ* с параметрична отрицателна обратна връзка

На *Фиг.8.1* са дадени структурна схема и времедиаграми, поясняващи действието на един разпространен вариант на *ПНЧ* с параметрична обратна връзка. Действието на схемата се състои в следното. Под въздействие на входното напрежение U_x , напрежението U_u на интегратора *И* нараства, като при достигане на опорното напрежение U_{om} , компараторът *К* сработва и запуска веригата за отрицателна обратна връзка *ООВ*. Последната "окъсява" помощта на аналоговия ключ *АК* плочите на интегриращия кондензатор C_u за определено време t_0 , като го разрежда напълно. След изтичане на времето t_0 , аналоговият ключ *АК* се отваря и

отново започва интегриране на входното напрежение до сравняване с опорното напрежение и т.н. Тъй като отрицателна обратна връзка въздейства върху параметъра C на интегратора, то се дефинира като *параметрична*.



Фиг.8.1.

По такъв начин, в преобразувателя от Фиг.8.1, при постоянно входно напрежение, в схемата се създават автоколебания с честота пропорционална на входното напрежение. Действително, според описаният алгоритъм на работа, изходното напрежение на интегратора в момента t_2 се изравнява с опорното напрежение $U_{оп}$:

$$U_u(t_2) = \frac{1}{R.C} \int_{t_1}^{t_2} U_x dt = \frac{1}{R.C} \int_0^{T_x} U_x dt = \xrightarrow{U_x=const} = \frac{U_x \cdot T_x}{R.C} = U_{оп},$$

от където $T_x = R.C.U_{оп} / U_x$, а изходната честота f_y :

$$f_y = \frac{1}{T_x + t_0} = \frac{1}{R.C.U_{оп}/U_x + t_0} = \frac{U_x}{R.C.U_{оп} + t_0.U_x} \quad (8.1)$$

От уравнението на преобразуване (8.1), се вижда, че на такъв преобразувател е присъща нелинейност, обуславяща се от времето t_0 за нулиране на интегратора. Ако в реалния преобразувател се обезпечи условието:

$$t_0.U_x \lll R.C.U_{оп}, \quad (8.2)$$

то уравнението на преобразуване (8.1) се линеаризира:

$$f_y \approx \frac{U_x}{R.C.U_{оп}} = k_n.U_x \quad (8.3)$$

следно $k_n = 1/RCU_{on}$ е номиналният коефициент на преобразуване на ПНЧ.

Обезпечаването на условието (8.2) е възможно по два способа: чрез намаляване на t_n и чрез ограничаване на U_X отгоре (намаляване на обхвата на преобразувателя). Тъй като за времето t_n е необходимо да се извърши пълен разряд на кондензатора на интегратора, т.е. $t_n \approx \tau_C$ (τ_C - *времеконстантата на разряд на C*), то не е възможно отново да се направи безкрайно малко. Следователно, в такъв преобразувател, при зададена грешка от нелинейност се ограничават обхватът на входното напрежение.

Адитивната грешка на преобразувателя от *Фиг.8.1* се определя практически само от адитивната грешка на интегратора (включващ в състава си и устройство за нулиране – аналоговия ключ *AK*), а мултипликативната - от стабилността на параметрите U_{on} , R и C . Тези източници на грешки, както и методичната грешка (нелинейността на уравнението на преобразуване) са причина, поради която преобразуватели на напрежение в честота да се използват в случаите, когато допустимата основна грешка е в границите от 0,5 - 1,5%.

Със значително по-високи метрологични възможности са преобразувателите на напрежение в честота с адитивна обратна връзка. При тези преобразуватели е възможно да се получи принципна линейност и инвариантност на уравнението на преобразуване *УП* спрямо редица параметри на преобразувателя.

8.1.2. ПНЧ с адитивна отрицателна обратна връзка

На *Фиг.8.2* са показани структурната схема и времедиаграмите на ПНЧ с импулсна адитивна отрицателна обратна връзка. Работата на схемата от *Фиг.8.2* се състои в следното. В интервала $t_1 \dots t_2$, под въздействие на входното напрежение U_X , изходното напрежение на

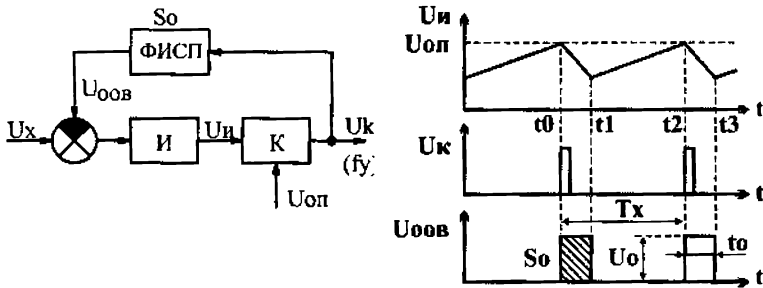
интегратора U_H нараства: $U_H = U_H(t_1) + \frac{1}{\tau} \int_{t_1}^{t_2} U_X dt$ При достигане до

опорното напрежение ($U_H(t_2) = U_{оп}$ момент t_2) компараторът K сработва и запуска формирателя на импулси със стабилна площ *ФИСП*. Последният формира на изхода си импулс с постоянна волтсекундна площ S_0 , който, чрез изваждащия вход на суматора постъпва, заедно с напрежението U_X на входа на интегратора,

намалявайки неговото изходно напрежение (интервал $t_2 \dots$

$$U_H = U_{оп} + \frac{1}{\tau} \int_{t_2} (U_X - U_0) dt. \text{ След прекратяване на импулса}$$

(момент t_3), интеграторът отново интегрира само входно напрежение U_X до достигане на опорното напрежение и по този начин в системата се установяват автоколебания.



Фиг.8.2

В установен режим, интегралите от входното напрежение U_X и компенсиращото напрежение U_0 за периода на преобразуване T_X са равни:

$$\frac{1}{\tau} \int_0^{T_X} U_X \cdot dt = \frac{1}{\tau} \int_0^{T_X} U_0 \cdot dt = \frac{S_0}{\tau} \quad (8.4)$$

от където, при постоянно U_X можем да определим изходната честота:

$$f_X = \frac{1}{T_X} = \frac{1}{S_0} \cdot U_X = K_H \cdot U_X \quad (8.5)$$

От уравнението на преобразуване (8.5) се вижда, че преобразувателят от Фиг.8.2 е принципно линеен, в уравнението на преобразуване не влизат параметрите τ и $U_{оп}$ и мултипликативната грешка се определя само от стабилността на параметъра S_0 .

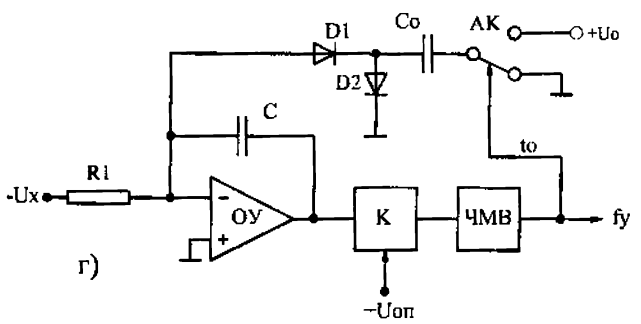
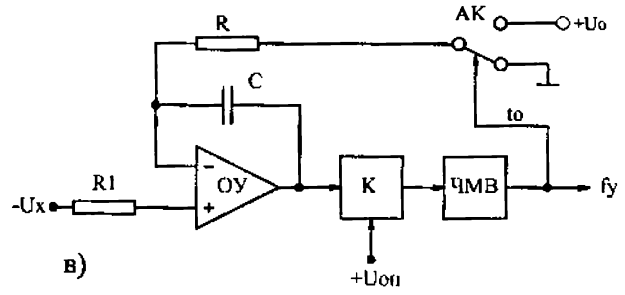
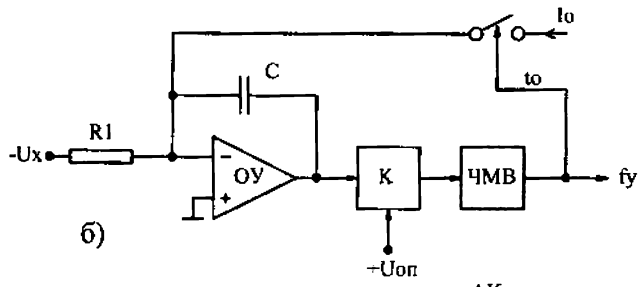
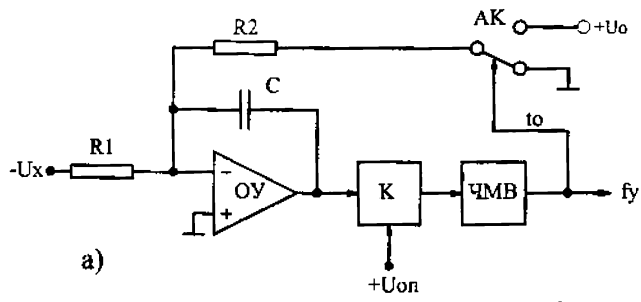
Формирането на импулс със стабилна площ S_0 е възможно да се осъществи по няколко способа Фиг.8.3. Най-разпространен е способът чрез разделно задаване на времетраенето на импулса и неговата амплитуда, така, както е показано на Фиг.8.3-а, б.

В преобразувателя от *Фиг.8.3-а*, след превключването на компаратора се запуска чакащия мултивибратор ЧМВ, който работва импулс със стабилна продължителност t_0 . За времето t_0 аналоговият ключ АК подсъединява резистора R_2 към еталонното напрежение U_0 , с което се предизвиква разряд на интегриращия кондензатор С. Уравнението на преобразуване на този преобразувател е от вида:

$$f_y = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{U_0 \cdot t_0} \cdot U_x = K_H \cdot U_x \quad (8.6)$$

От уравнение (8.6) се вижда, че преобразувателят от *Фиг.8.3-а*, в отгличие от този, от *Фиг.8.1* е инвариантен спрямо опорното напрежение $U_{оп}$ и капацитета С на интегратора. Стабилността на изкъв ПНЧ се определя от стабилността на отношението R_2/R_1 , еталонното напрежение U_0 и еталонното време t_0 . При използване на резистори с еднакви по знак и близки по стойности ТКС (температурен коефициент на съпротивление), нестабилността на отношението R_2/R_1 може да се сведе до $0.001\%/^{\circ}C$ (виж раздел XIV – *Приложения*). До същия порядък (виж раздел XIV – *Приложения*) може да сведе и нестабилността на еталонното напрежение U_0 , ако се използват точни ценерови диоди (например: Д818Е КС196А) или интегрални еталонни източници (LM385, TL431). Ако се използват чакащи мултивибратори с кварцова стабилизация, то нестабилността на еталонното време може да се сведе до $10^{-4} \dots 10^{-6} \%/^{\circ}C$. Следователно, с ПНЧ от *Фиг.8.3-а* е възможно да се осъществи преобразуване с основна грешка, по-малка от 0.01%.

Съществен проблем при реализиране на ПНЧ от *Фиг.8.3-а, б* е реализирането на аналоговия напрежен ключ АК. Остатъчните параметри на АК (*остатъчно напрежение или съпротивление на отворения ключ, утечните токове на затворения ключ, паразитните импулси на управление на ключа и неговата инерционност*) водят до поява на допълнителни грешки.



Фиг. 8.3

Значително по-просто и с по-малко допълнителни грешки се превключва ток, поради което с практически по-високи метрологични възможности е схемата от *Фиг.8.3-в*. За тази схема е валидно следното уравнение на преобразуване:

$$f_y = \frac{1}{R_1} \cdot \frac{1}{I_0 \cdot t_0} \cdot U_x \quad (8.7)$$

Тъй като в схемата от *Фиг.8.3-в* се формира импулс със стабилна амперсекундна площ, то резисторът R_2 се оказва свързан последователно с източник на ток и не влияе на уравнението на преобразуването, следователно, не е необходимо да се включва.

Импулс със стабилна амперсекундна площ може да се формира чрез зареждане на еталонен кондензатор C_0 до еталонно напрежение U_0 , с последващо пълно разреждане във входа на интегратора, както е показано на *Фиг.8.3-г*. За тази схема уравнението на преобразуване е от вида:

$$f_y = \frac{1}{R_1} \cdot \frac{1}{q_0} \cdot U_x = \frac{1}{R_1} \cdot \frac{1}{U_0 \cdot C_0} \cdot U_x \quad (8.9)$$

при условие, че се обезпечава пълно завършване на преходните процеси на заряд и разряд на кондензатора C_0 . Допълнителни източници на грешки в схемата от *Фиг.8.3-г* са: неидеалността на диодите $D1$ и $D2$, които поради нелинейната си характеристика в областта на ниските напрежения не позволяват обезпечаването на пълен заряд и разряд на кондензатора C_0 (*виж тема VII*) и остатъчните параметри на аналоговия ключ AK . Основно достоинство на тази схема е пределно простата практическа реализация на аналоговия ключ AK .

Схемите от *Фиг.8.3-а, -б, -г* имат сравнително ниско входно съпротивление (равно на резистора R_1). За повишаване на входното съпротивление е възможно да се използва схема на неинвертиращ интегратор, както е показано на *Фиг.8.3-в*. Нещо повече, в уравнението на преобразуване на схемата от *Фиг.8.3-б* не фигурира и

съпротивлението на резистора R :
$$f_y = \frac{1}{U_0 \cdot t_0} \cdot U_x, \quad (8.8)$$

кото повишава метрологичните възможности на този тип ПНЧ.

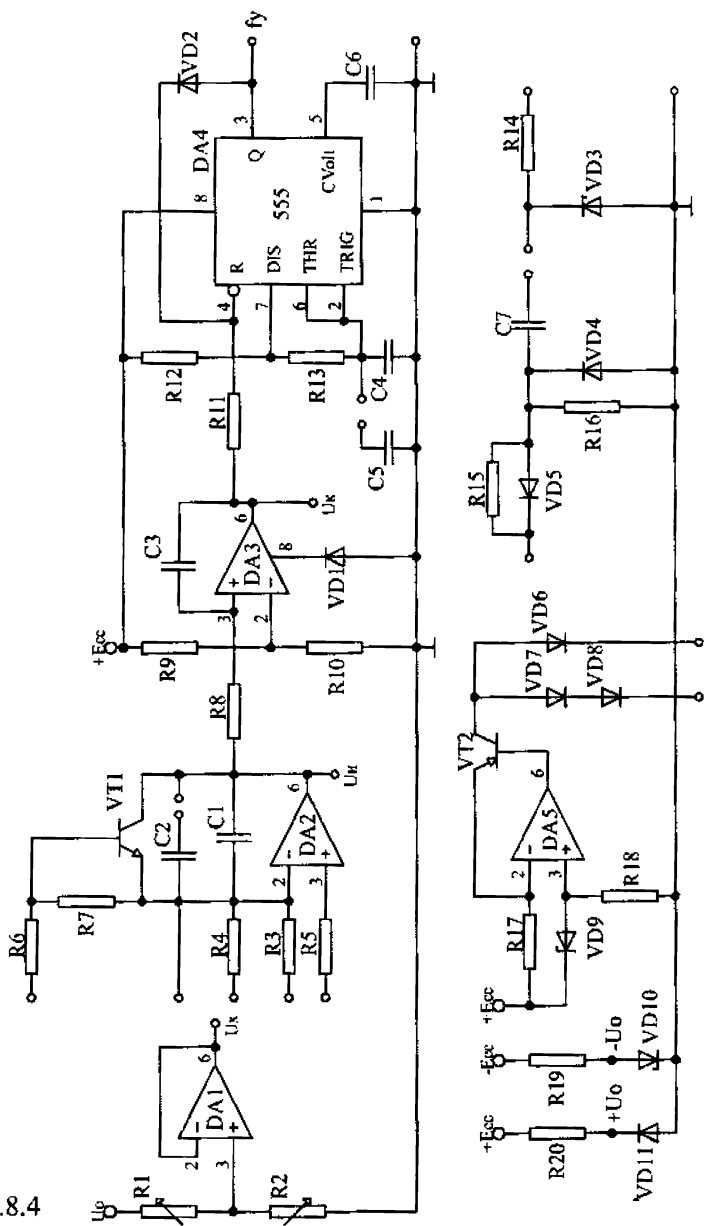
8.2. Описание на експерименталната постановка

Схемата на експерименталната постановка е дадена на *Фиг. 8.4*. В нея са осъществени следните функционални блокове, позволяващи да се реализират всички разновидности на ПНЧ, описани в теоретичната част: интегратор (на базата на *DA2*), компаратор (*DA3*), чакащ мултивибратор (*DA4*), напреженов аналогов ключ/еталонен източник на напрежение (*VD3*), формирова̀тел на импулси със стабилно количество електричество (*VD4*, *VD5*, *R15*, *R16* и *C7*), източник на ток с токови аналогови ключове (*DA5*, *VT2*, *VD6-VD8*) и източници на опорни напрежения $\pm 9V$ (*VD10* и *VD11*). За задаване на точни стойности на входното напрежение, необходимо за снемане на уравнението на преобразуване на ПНЧ се използват точни декадни съпротивления R_1 и R_2 . При осъществяване на условието $U_0 / (R_1 + R_2) = const$, R_2 може да се градуира в единиците на напрежение с точност, равна на точността на декадните съпротивления. Повторителят (*DA1*) обезпечава ниско изходно съпротивление на източника на входни напрежения. Интеграторът е многоходов, като е предвидена възможност за разреждане на кондензатора с помощта на биполярния транзистор *VT1*. Компараторът е изгълнен на базата на операционния усилвател *LM101*. С помощта на диода *VD1* изходното му напрежение при отрицателно ограничение се фиксира на нулево ниво, а с помощта на положителната обратна връзка чрез *C3* се обезпечават стръмни фронтове на превключване. Чакащият мултивибратор е осъществен с помощта на интегралния таймер *555*, с който се формира импулс със стабилна продължителност $t_0 = 1,1(R_{12} + R_{13}) \cdot C_4$ и амплитуда около $10,5 V$.

С помощта на стабилитрона *VD3* може да се стабилизира амплитудата на импулса от изхода на чакащия мултивибратор на ниво $9V$, с което върху *VD3* се формира импулс със стабилна волтсекундна площ.

Във формирова̀теля на импулс със стабилно количество електричество диодите *VD4* и *VD5* са шунтирани съответно с резисторите R_{15} и R_{16} , с което се ограничава нарастването на съпротивленията на диодите в права посока и с това се обезпечават завършване на преходните процеси на заряд и разряд на дозира̀щият кондензатор *C7*.

Фиг.8.4



Източникът на ток е осъществен с операционния усилвател DA5, транзистора T2 и п-н диод VD9 (Д818Е). С помощта на диодите VD6 и VD7- VD8 може да се осъществи превключване на тока.

8.3. Задачи за лабораторно упражнение

8.3.1. Да се разучи принципната схема на опитната постановка и да се нанесат върху нея стойностите на елементите.

8.3.2. Да се синтезират по указание на преподавателя принципни схеми на ПНЧ на базата на възлите от опитната постановка и се да изчислят коефициентите на преобразуване.

8.3.3. Да се реализират схемите, синтезирани в т.8.3.2., и да се снемат времедиаграмите в характерните точки.

8.3.4. При входно напрежение равно на 1.0V да се определи експериментално относителната грешка на преобразувателите от измененията на интегриращия кондензатор C1 и опорния времеен интервал t_0 . Да се анализират и пояснят резултатите.

8.3.5. За един от синтезираните преобразуватели да се снемат характеристиката на преобразуване.

8.3.6. По данните от 8.3.5. да се определи: приведената грешка от нелинейност и абсолютната адитивна грешка.

8.4. Контролни въпроси

8.4.1. В какво се състои основното (принципното) различие между ПНЧ с параметрична и адитивна обратна връзка?

8.4.2. Кои са източниците на грешки в ПНЧ с параметрична обратна връзка и как може да се намали тяхното влияние?

8.4.3. Обяснете ефекта на независимост на УП на ПНЧ с адитивна обратна връзка от стойността на интегриращия кондензатор и стойността на прагово напрежение на компаратора. От какви съображения следва да се избират стойностите на тези параметри?

8.4.4. От какво се определят адитивната и мултипликативната грешки на ПНЧ с адитивна обратна връзка.

IX. ИЗМЕРВАТЕЛНИ СИНУСОИДАЛНИ И РЕЛАКСАЦИОННИ ГЕНЕРАТОРИ

За провеждане на изпитания и изследвания на различни електронни схеми и устройства са необходими източници на измервателни сигнали. С помощта на такива източници, които дават сигнали със зададени параметри могат да се снемат амплитудно-честотни и преходни характеристики, да се градуират измервателни уреди, да се имитират входни сигнали, да се измерват параметри на групи сигнали и т.н.

Използваните в практиката измервателни генератори се характеризират с огромно разнообразие както по отношение на формата, така също и по отношение на честотата, амплитудата и мощността на сигналите. Тук ще се ограничим само с разглеждането на нискочестотните синусоидални генератори и на релаксационните генератори на сигнали с правоъгълна и триъгълна форма.

9.1. Синусоидални генератори.

Синусоидалните генератори служат за получаване на синусоидални по форма напрежения с регулируема честота и амплитуда. Те се характеризират с малко изходно съпротивление, което обикновено може да се регулира с цел съгласуването му с това на товара. Основните блокове в структурата на нискочестотните синусоидални генератори са: задаващ генератор генерира синусоидално напрежение със стабилна амплитуда и честота, като последната може да се регулира; усилвател усилва сигнала по амплитуда и по мощност; изходен блок служи за регулиране на амплитудата или мощността на сигнала, както и на изходното съпротивление на генератора. В някои случаи синусоидалните генератори включват и уреди за измерване на честотата и ефективната стойност на изходното напрежение.

В зависимост от схемата на задаващия генератор се различават три типа нискочестотни синусоидални генератори [2,4]: LC генератори, генератори на основата на биене на честоти (от хетеродинен тип) и RC генератори. Тъй като последните се характеризират с по-просто устройство, по-малки габарити и по-добри метрологични характеристики, то тук ще се ограничим само с

разглеждането на най-разпространения от тях задаващ RC генератор с мост на Вин.

Най-често, задаващият генератор (Фиг.9.1) представлява измервателен усилвател с комплексен коефициент на усилване $K^* = K.e^{j\varphi}$, в който е въведена допълнителна честотно зависима положителна обратна връзка (ПОВ) с коефициент на предаване $\beta^* = \beta.e^{j\psi}$. Схемата генерира напрежение със синусоидална форма при изпълнение на условието за хармоничния баланс:

$$K^* \cdot \beta^* = K \cdot \beta \cdot e^{j(\varphi+\psi)} = 1 \quad (9.1)$$

Както е известно, условието (9.1) се разпада на две подусловия:

- условие за баланс на амплитудите: $K \cdot \beta = 1$ (9.2)

- условие за баланс на фазите: $\varphi + \psi = 2\pi \cdot n$, $n=0, 1, 2, \dots$ (9.3)

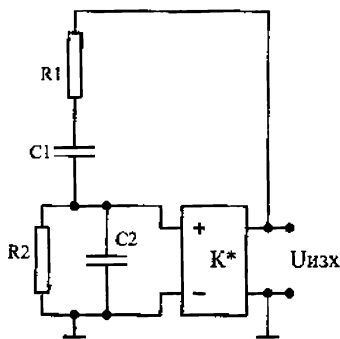
Ако приемем, че усилвателят е безинерционен неинвертиращ, K е реално число и $\varphi = 0$. Следователно, β трябва също да е реално число: $\psi = 0$. От Фиг.9.1 следва за β^* :

$$\beta^* = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{R_2 / (1 + j\omega C_2 R_2)}{(R_1 + 1/j\omega C_1) + R_2 / (1 + j\omega C_2 R_2)} = \quad (9.4)$$

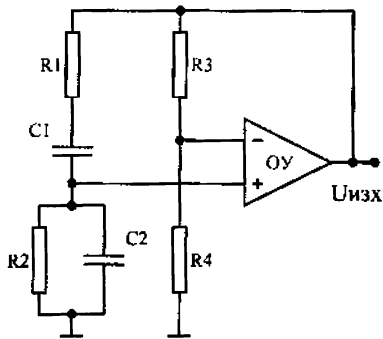
$$= \frac{R_2}{R_1 + R_2 + C_2 R_2 / C_1 + j(\omega C_2 R_1 R_2 - 1/\omega C_1)}$$

Коефициентът β^* става реално число, когато имагинерната част на знаменателя му се нулира:

$$\omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2 = 1 \quad (9.5)$$



Фиг. 9.1



Фиг.9.2

На Фиг.9.2 е дадена една примерна реализация на генератор с мост на Вин [5]. При $R_3/R_4 > R_1/R_2 + C_2/C_1$ в схемата възникват

автоколебания с честота $(\omega_0)^2 = 1/C_1C_2R_1R_2$ (формула 9.5). Обикновено се приема $R_1=R_3=R$ и $C_1=C_2=C$, при което за честотата на генерираното синусоидално напрежение се получава:

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{C_1C_2R_1R_2} = 1/2\pi RC, \quad (9.6)$$

а коэффициентът на предаване на веригата за ПОВ: $\beta = 1/3$. При тези условия, автоколебанията в схемата ще възникнат, ако коэффициентът на усилване на усилвателя ($K=1+R_3/R_4$) е по-голям от три, или с други думи, ако $R_3/R_4 > 2$.

Установени синусоидални колебания в генератора ще имаме само при точното спазване на условието на баланса на амплитудите и честотата f_0 (коэффициентът на усилване в затворената верига $K\beta$

1). Но за възникване на автоколебанията е необходимо $K\beta > 1$. След възникването на автоколебанията, тяхната амплитуда в крайна сметка се стабилизира на ниво, при което, за сметка на нелинейностите в затворената верига, нейният коэффициент на усилване се снижава до единица. Ако не се предприемат специални мерки за въвеждане на такава нелинейност, то в качеството на такава се проявява естествената нелинейност на амплитудната характеристика на OY (ограничена от захранващото му напрежение). В този случай, формата на автоколебанията ще се различава съществено от синусоидалната.

За получаване на синусоидални автоколебания с малки изкривявания се използват инерционно-нелинейни вериги на OY в усилвателя на генератора. Характерът на нелинейността за примера от Фиг.9.2 следва да бъде такъв, че при нарастване на амплитудата колебанията съпротивлението R_3 да намалява или R_4 да се увеличава. За тази цел, в качеството на R_3 най-често използват миниатюрен полупроводников терморезистор (с отрицателен температурен коэффициент на съпротивлението TKC) или, в качеството на R_4 – метален терморезистор (с положителен TKC), в частност, миниатюрна лампичка с нажежаема жичка. Миниатюрността на използваните терморезистори е необходима, за да се обезпечи тяхното загряване от изходния сигнал на генератора, имащ сравнително ниска мощност. Необходимо е, обаче, инерционната константа на този нелинеен резистор да бъде неколкостранно по-голяма (минимум пет пъти) от максималния период на генерираното напрежение, в противен случай ще се внесат допълнителни изкривявания във формата на изходния сигнал [2].

Постигането на максимален ефект на стабилизация на амплитудата зависи от правилния избор на работния режим на нелинейния резистор. В [2] е показано, че от тези съображения работната му точка трябва да се подбере в областта с максимална кривина на характеристиката $R=f(I)$ (максимално изменение на чувствителността $S=dR/dI$).

Регулирането на честотата на изходното напрежение обикновено се осъществява чрез стъпално изменение едновременно на $C_1=C_2$ и плавно изменение едновременно на $R_1=R_2$. Тяхна точност и стабилност определят една от метрологичните характеристики – точността и стабилността на честотата на генератора. Важно предимство на RC -генераторите с мост на Вин са много малките им нелинейни изкривявания (обикновено по-малко от 0,1%). В някои случаи, за стабилизиране на амплитудата се използват диодни ограничители, полеви транзистори и др., които обаче, водят до известно увеличаване на нелинейните изкривявания.

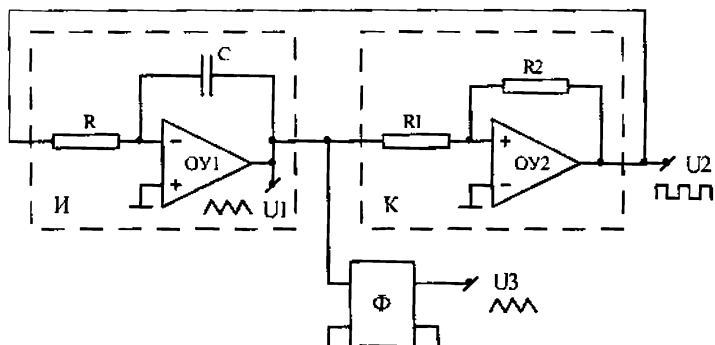
9.2. Релаксационни генератори.

Релаксационните генератори служат за получаване на сигнал с различна форма – правоъгълна, триъгълна, триъгълнообразна, синусоидална и други, поради което често ги наричат още функционални генератори.

Един разпространен вариант на функционален генератор ΦI е представен с блокова схема на *Фиг.9.3*. Генераторът съдържа интегратор I , компаратор K и формирова̀тел Φ на синусоидален сигнал. В такава система се създават автоколебания, благодарение на въведената в компаратора с помощта на резисторите R_1 и R_2 безинерционна положителна обратна връзка и на въведената с помощта на интегратора I инерционна отрицателна обратна връзка. Принципът на действие на ΦI се пояснява от времедиаграмите, показани на *Фиг.9.4*. При положително ограничение на изхода на компаратора ($U_2^- + U_{огр}$), интеграторът формира на изхода си линейно спадащо напрежение в съответствие с формулата (временен интервал θ, t_1):

$$U_1(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_2^- dt + U_1(0) = -\frac{U_2^-}{RC} t + U_1(0), \quad (9.7)$$

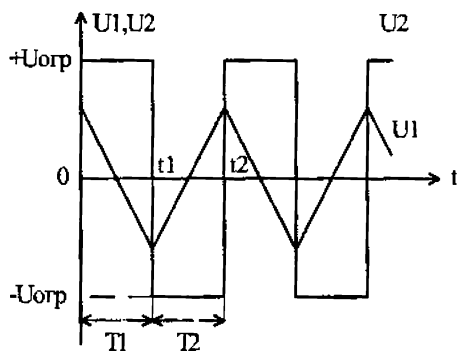
където $U_1(0)$ – началното състояние на интегратора в момента $t=0$ на настъпването на входа му на напрежението U_2^+



Фиг. 9.3

Компараторът K превключва своя изход от положително $+U_{огр}$ отрицателно $-U_{огр}$ ограничение в момента t_1 , при който потенциалът на неинвертиращия вход на OY_2 се изравни с потенциала на инвертиращия вход, т.е. стане равен на нула. За момента t_1 е валидно равенството:

$$\frac{U_1(t_1)}{R_1} = \frac{U_2^+}{R_2} \quad (9.8)$$



Фиг. 9.4

От (9.7) и (9.8) можем да определим стойността на напрежението $U_1(t_1)$, явяващо се праг на сработване на компаратора K , при положително ограничение на изхода му ($U_{огр}^+$):

$$U_1(t_1) = U_{\text{нп}}^+ = -\frac{R_1}{R_2} U_2^+, \quad (9.9)$$

След момента t_1 , компараторът е в състояние на отрицателно ограничение на изхода ($U_2^- = -U_{\text{огр}}^-$), а интеграторът формира изхода си линейно нарастващо напрежение в съответствие с формулата (временен интервал t_1, t_2):

$$U_1(t) = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^t U_2^- dt + U_1(t_1) = -\frac{U_2^-}{RC} t + U_1(t_1) \quad (9.10)$$

Компараторът K превключва своя изход от отрицателно $-U_{\text{нп}}$, в положително $+U_{\text{огр}}$ ограничение в момента t_2 , при който потенциалът на неинвертирания вход на OY_2 се изравни потенциала на инвертирания вход, т.е. стане равен нула. За момента t_2 е валидно равенството:

$$\frac{U_1(t_2)}{R_1} = \frac{U_2^-}{R_2} \quad (9.11)$$

От (9.10) и (9.11) можем да определим стойността на напрежението $U_1(t_2)$, явяващо се праг на сработване на компаратора K , при отрицателно ограничение на изхода му ($U_{\text{нп}}^-$):

$$U_1(t_2) = U_{\text{нп}}^- = -\frac{R_1}{R_2} U_2^-, \quad (9.12)$$

Напрежението $U_1(t_2)$ всъщност представлява началното състояние на интегратора $U_1(0)$ във формула (9.7):

$$U_1(t_2) = U_1(0) \quad (9.13)$$

На базата на съотношения (9.7), (9.9), (9.10), (9.12) и (9.13), отчитайки полярностите на напреженията U_2^+ и U_2^- , можем да определим полупериодите T_1 и T_2

$$T_1 = RC \frac{R_1}{R_2} \frac{U_2^+ + |U_2^-|}{U_2^+}; \quad T_2 = RC \frac{R_1}{R_2} \frac{U_2^+ + |U_2^-|}{|U_2^-|} \quad (9.14)$$

Необходимо условие за функционалните генератори с симетричността на параметрите на изходния сигнал в двата полупериода, в това число и продължителността на полупериодите. За осъществяване на равенство на полупериодите ($T_1 = T_2$) с необходимо да се изравнят по абсолютна стойност напреженията на изхода на компаратора:

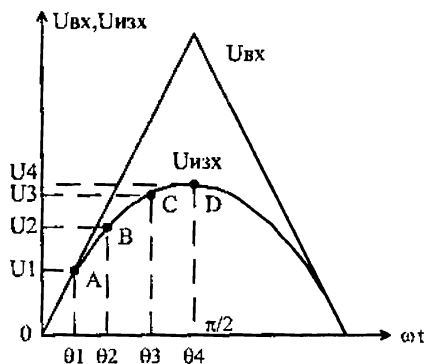
$$U_2' = |U_2'| = U_2 \quad (9.15)$$

При отчитане на условие (9.15), от изразите (9.14) може да се определи периода на автоколебанията:

$$T = T_1 + T_2 = 4RCR_1/R_2 \quad (9.16)$$

По такъв начин, с помощта на схемата от Фиг. 9.3 се реализира функционален генератор с изходна честота $f=1/T$ и с две форми на изходното напрежение: триъгълна (от изхода на интегратора) и правоъгълна (от изхода на компаратора).

За получаване на изход със синусоидална форма на напрежението, в схемата от Фиг. 9.3 е добавен формирова̀тел Φ включен към изхода на интегратора I . Принципът на действие на формирова̀теля е основан на метода за отсечково-линейна апроксимация на произволни функционални зависимости [2,5]. Този принцип е пояснен на Фиг.9.5, където е представена положителната полу̀вълна на синусоидален сигнал.

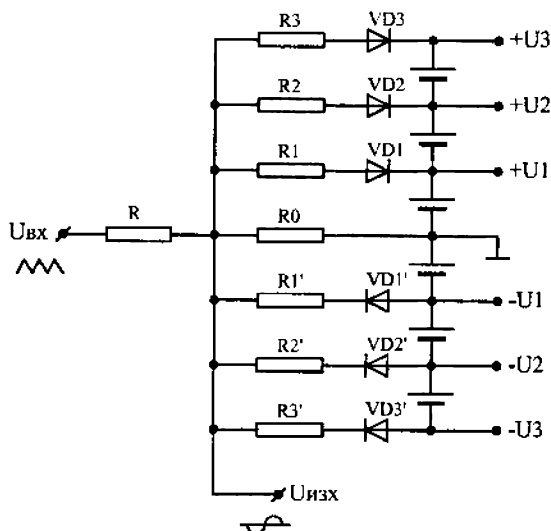


Фиг. 9.5.

При зададена максимална грешка от апроксимация, този сигнал може да бъде апроксимиран с помощта на точно определен брой прави линии (в примера апроксимацията е осъществена с четири отсечки при изменение на аргумента θ от 0 до $\pi/2$). Определянето на апроксимационните възли (U_i, θ_i) е сложна оптимизационна задача, която излиза извън обема на настоящия курс (решава се числено), поради което тук приемаме, че те са известни.

От Фиг. 9.5 се вижда, че за да се преобразува триъгълното напрежение в отсечково-линейна апроксимирана синусоидна крива е

необходимо, при преминаването на всяка точка (възел) и апроксимация да се променя коефициента на предаване и формирателя Φ . Това може да се осъществи, например, с делите на напрежение, чийто коефициент на деление се променя по подходящ начин между възлите на апроксимация.



Фиг. 9.6

На Фиг. 9.6 е дадена една схемна реализация на такъв формирател. Началният коефициент на деление на входното напрежение U_{BX} се обуславя от резисторите R и R_0 . При достигане на входното напрежение U_{BX} до някой от възлите на апроксимация U_i ($U_{1,2,3}$ или $-U_{1,2,3}$) се отпушва съответния диод, като включва паралелно на резистора R_0 резистор R_i , променящ коефициента на деление на делителя. Действително, в интервала $0 \leq U_{BX} \leq U_1$ всички диоди са запушени и изходното напрежение ще бъде: $U_{ИЗХ} = U_{BX} R_0 / (R_0 + R)$, при което се формира отсечката OA . Когато $U_1 \leq U_{BX} \leq U_2$ диодът $VD1$ се отпушва, R_1 се включва паралелно на резистора R_0 , образувайки общо съпротивление $R_{01} = R_0 R_1 / (R_0 + R_1)$, а изходното напрежение ще бъде: $U_{ИЗХ} = U_1 + (U_{BX} - U_1) R_{01} / (R_{01} + R)$, при което се формира отсечката AB . По подобен начин, когато U_{BX} се изравни с възловите напрежения U_2 и U_3 се формират

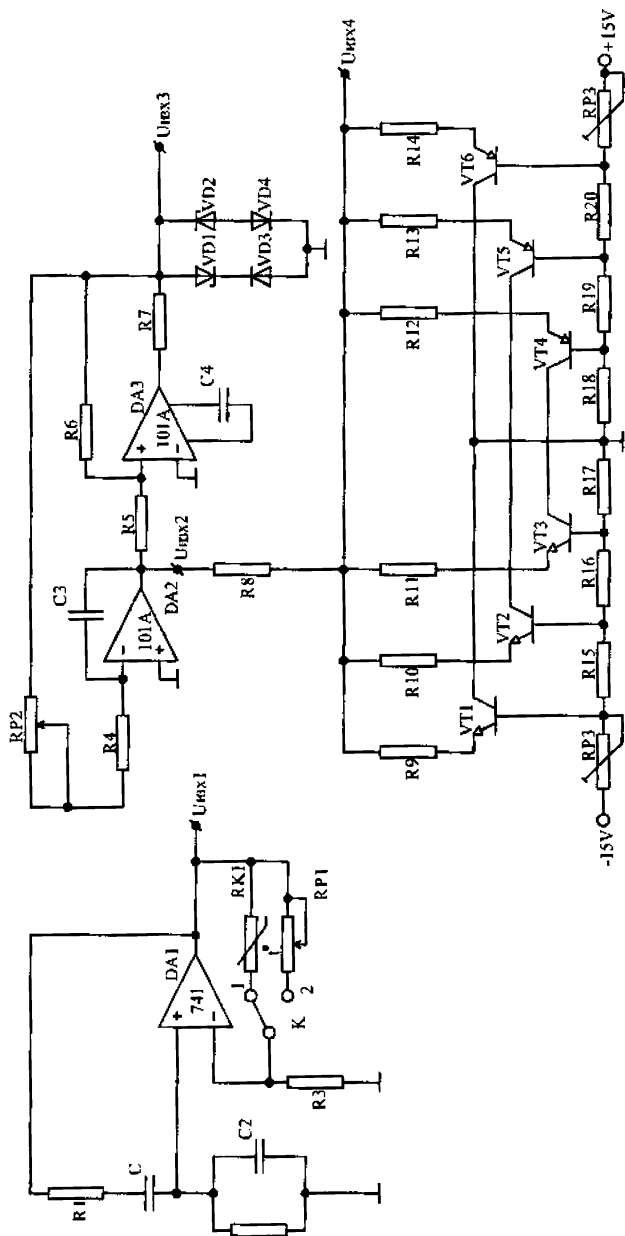
съответно отсекките BC ($R_0 \parallel R_1 \parallel R_2$) и CD ($R_0 \parallel R_1 \parallel R_2 \parallel R_3$). Аналогичен е процесът на формиране на отрицателната полувълна, като тогава участват елементите с индекс "прим". На практика опущването на диодите не става рязко, а плавно, което в случая има положителен ефект на закръгляне на апроксимиращата крива около апроксимационните възли. Опорните възлови напрежения U_i могат да се реализират с помощта на нискоомни делители на напрежение и стабилизирани източници на напрежение. По този начин може да се формира качествена синусоида, чийто коефициент на нелинейни изкривявания е под 2%, за честоти до 200kHz [2].

9.3. Описание на експерименталната постановка.

На *Фиг.9.7* е показана електрическата схема на експерименталния макет, съдържащ две схеми: синусоидален генератор и функционален генератор.

Синусоидалният генератор е реализиран с мост на Вин, по схемата от *Фиг.9.2*. Предвидена е възможност за провеждане на различни експерименти, като във веригата за *ООВ* може да се включи или нелинейния резистор $RK1$ (термистор $T8C3M$) или съпротивителната декада $RP1$.

Функционалният генератор е реализиран по схемата от *Фиг.9.3.*, като с помощта на декадното съпротивление $RP2$ е предвидена възможност за регулиране на честотата на генерираните напрежения. За обезпечаване на условие (9.15) са използвани ценеровите диоди $VD1$, $VD2$ и диодите $VD3$, $VD4$. Като ключови елементи във формирателя Φ са използвани транзисторите $VT1$ - $VT6$.



Фиг. 9.7

9.4. Задачи за лабораторно упражнение

9.4.1. Да се разучи принципната схема на опитната постановка и да се нанесат върху нея стойностите на елементите. Да се отбележат точните елементи.

Изследване на синусоидален генератор с мост на Вин

9.4.2. Да се изчисли честотата на синусоидалните колебания и номиналните стойности на елементите.

9.4.3. Да се изчисли стойността на съпротивлението $RP1$ във веригата на ООВ, при която ще има стабилна амплитуда на генерациите.

9.4.4. Опитно да се намери стойността на $RP1$, при която се изпълнява условието за стабилна амплитуда на генерациите.

9.4.5. Да се включи нелинейният резистор $RK1$ във веригата на ООВ, да се провери стабилността на амплитудата и да се измери честотата на генерираното синусоидално напрежение.

Изследване на ФГ

9.4.6. За зададената честота да се изчисли стойността на $RP2$.

9.4.7. Експериментално да се определи стойността на $RP2$, при която честотата на изходните сигнали е равна на зададената.

9.4.8. Да се снимат и представят в мащаб времедиаграмите на изходните напрежения - триъгълно, правоъгълно и синусоидално.

9.5. Контролни въпроси

9.5.1. Каква е условието за възникване на автогенерации в една затворена електрическа верига?

9.5.2. Какво е условието за стабилност на амплитудата на генерациите при синусоидалния генератор с мост на Вин и как то се осъществява на практика? Какъв е знакът на ТКС на използвания в синусоидалния генератор нелинеен резистор?

9.5.3. Какви са възможностите за регулиране на честотата и амплитудата на изходния сигнал в синусоидалните генератори?

9.5.4. Кои са метрологичните характеристики на синусоидалните генератори и от кои параметри в схемата се определят?

9.5.5. Обяснете принципа на действие на формирателя на триъгълно напрежение в синусоидално?

9.5.6. *Кои са метрологичните характеристики на ФГ и от кои параметри в схемата му се определят?*

9.5.7. *Какви възможности за регулиране във ФГ амплитудата и честотата на генерираните сигнали може предложите?*

Х. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НА R , C и L В ПЕРИОД

Преобразуването на параметрите R , C и L се налага при измерване на неелектричните величини с помощта на резистивни, капацитивни или индуктивни преобразуватели, в електрониката и електротехниката при настройка и ремонт на електронните и електротехническите съоръжения, а също така при измерване на параметрите на електронните компоненти в процеса на тяхното производство или контрол.

10.1. Методи за преобразуване на параметрите на електрическите вериги [3, 13].

Съществуват два основни метода за преобразуване на параметрите R , C и L - с право и с уравниващо преобразуване.

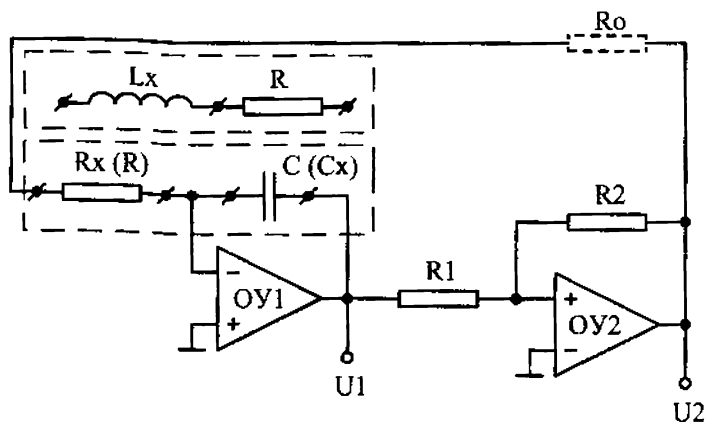
Методът с уравниващо преобразуване е основан на равновесни мостови вериги и включва в себе си зададен алгоритъм за уравниване. На този принцип са основани автоматичните аналогови и цифрови мостове за измерване на параметрите на веригите, обезпечаващи висока точност, но представляващи сложни и скъпи устройства.

Методът с право преобразуване, за разлика от този с уравниващо преобразуване, се реализира по-просто и по-евтино. Най-просто параметрите R , C и L се преобразуват в напрежение. В този случай, измерваният двуполусник се включва в измервателна верига, захранвана от източник на образцово напрежение или ток. В зависимост от рода на напрежението (тока) променливо или постоянно, напрежителният пад върху двуполусника ще бъде функционално свързан с параметрите R , C и L или само с R . Разпространен е, също така, и метод за право преобразуване на параметрите R , C и L в честотата или период на синусоидални или импулсни колебания. Предимство в случая са положителните свойства на честотния изходен сигнал - висока шумоустойчивост, възможност за предаване на големи разстояния без загуба на точност, простота и висока точност на преобразуване в цифрова форма и др. Най-често, за целта, измерваният двуполусник се включва като елемент от честотно-зависимата верига, определяща честотата на колебанията на синусоиден генератор (*Тема 9.1*). Недостатък на такъв подход, обаче, е принципната нелинейност на

преобразуването, както и наличието на много параметри уравнението на преобразуване, явяващи се източници на грешки. В този смисъл, предимство имат преобразувателите на R , C и L . период или честота, основани на метода с разгъващо преобразуване. Този метод е основан на формирането на някаква разгъваща функция, чийто аналитичен израз включва в себе си измервания параметър, и на фиксирането на момента, в който тази функция достига предварително зададена стойност. Преобразувателите, реализиращи този метод се отличават с висока точност, бързодействие и линейност на уравнението на преобразуване.

10.2. Преобразувател на параметрите R , C и L в период с разгъващо преобразуване.

На Фиг.10.1 е показана принципната схема на преобразувател на параметрите R , C и L в период на импулсно напрежение, реализиращ метода с разгъващо преобразуване. Схемата представлява релаксационен генератор (Тема 9.2), състоящ се от компаратор (на базата на ОУ2) и интегратор (на базата на ОУ1), във време-задаващата верига на който е включен елементът с неизвестния параметър R_x , C_x или L_x .



Фиг. 10.1

Изводът на уравнението на преобразуване на схемата от Фиг.10.1 е даден в Тема 9.2, формула (9.16):

$$T = 4 \frac{R_1}{R_2} R_X C_X \quad (10.1)$$

Лесно може да се докаже, че когато във време-задаващата верига на интегратора са включени индуктивност и съпротивление, както е показано на *Фиг. 10.1*, периодът на изходното напрежение се описва с израза:

$$T = 4 \frac{R_1}{R_2} \frac{L_X}{R_X} \quad (10.2)$$

От (10.1) и (10.2), при неизвестен един параметър (R_X , C_X или L_X) и задавайки стойността на другия параметър можем да запишем уравненията на преобразуване за трите случая:

$$T_R = 4C \frac{R_1}{R_2} R_X = K_R R_X \quad (10.3)$$

$$T_C = 4R \frac{R_1}{R_2} C_X = K_C C_X \quad (10.4)$$

$$T_L = 4 \frac{1}{R} \frac{R_1}{R_2} L_X = K_L L_X \quad (10.5)$$

От *Фиг. 10.1* и изразите (10.3), (10.4) и (10.5) се вижда, че при една пределна простота на схемното решение се постига принципно линейно преобразуване. Нещо повече, в следващия параграф ще бъде показано, че схемата притежава висока степен на инвариантност спрямо параметрите ѝ, неотразени в уравненията на преобразуване, а също така е възможно да се направи инвариантна и към някои от параметрите, влизащи в уравненията на преобразуване (10.3), (10.4) и (10.5).

10.3. Анализ на грешките на преобразувател на R , C и L в период с разгъващо право преобразуване.

От уравненията на преобразуване (10.3)...(10.5) следва очевидно, че опорният параметър C или R и резисторите R_1 и R_2 са източници на мултипликативна грешка. Освен това, коефициентът "4" в тези уравнения е получен, предполагайки равенство по модул на изходните напрежения на насищане на компаратора – условие (9.15). Неп изпълнението на това условие, както ще бъде показано по-долу, също е източник на мултипликативна грешка. Освен това, за

пълнота на анализа, е необходимо да се отчете и влиянието на остатъчните напрежения на операционните усилватели интегратора и компаратора.

10.3.1. Анализ на грешката от нестабилността на параметрите C_0 (R_0), R_1 и R_2 .

От уравнения (10.3)...(10.5) по метода на логаритмичния диференциал непосредствено се получават изразите за мултипликативната грешка, причинена от нестабилността на параметрите C_0 (R_0), R_1 и R_2 :

$$\delta K_R = \delta C + \delta R_1 - \delta R_2 \quad (10.6)$$

$$\delta K_C = \delta R + \delta R_1 - \delta R_2 \quad (10.7)$$

$$\delta K_L = -\delta R + \delta R_1 - \delta R_2 \quad (10.8)$$

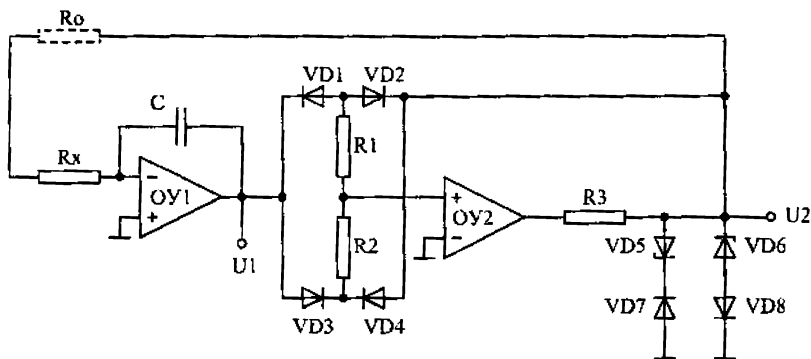
Този преобразувател се характеризира с алгоритъм, при който изходната величина е временен интервал, състоящ се от два последователни временни подинтервала T_1 и T_2 , на границата между които се извършва превключване на компаратора от положително в отрицателно ограничение или обратно. Такъв алгоритъм на работа дава възможност да се реализира методът за корекция на мултипликативната грешка от нестабилността на резисторите R_1 и R_2 чрез промяна на знака на влияещата величина [14]. От формули (9.9) и (9.12) се вижда, че отношението на резисторите R_1/R_2 определя праговете на сработване на компаратора и от там продължителностите на подинтервалите T_1 и T_2 . Ако, обаче, използвайки превключването на компаратора, разменяме местата на резисторите R_1 и R_2 в началото на всеки следващ подинтервал, то сумата от двата последователни временни подинтервала T_1 и T_2 се оказва, в първа степен на приближение, инвариантна спрямо изменението на съотношението R_1/R_2 . Действително, разменяйки местата на резисторите R_1 и R_2 във формула (9.12) за периода $T = T_1 + T_2$ се получава:

$$T = 2RC \frac{R_1^2 + R_2^2}{R_1 R_2} \approx \xrightarrow{R_1 \rightarrow R_2} \approx 4RC \quad (10.9)$$

Относителната мултипликативна грешка $\delta T_{1,2}$, причинена от измененията на резисторите R_1 и R_2 можем да получим от (10.9) по методите на пълния или логаритмичния диференциал:

$$\delta T_{1,2} = \frac{dT}{T} = \frac{R_1^2 - R_2^2}{R_1^2 + R_2^2} (\delta_{R1} - \delta_{R2}) = S_{1,2} (\delta_{R1} - \delta_{R2}) = \frac{1}{k_{1,2}} (\delta_{R1} - \delta_{R2}), \quad (10.10)$$

където $S_{1,2}$ представлява чувствителността на преобразувателя към неинформативните параметри R_1 и R_2 , а $k_{1,2}$ коефициент на подтискане на влиянието на неинформативните параметри R_1 и R_2 (коефициент на инвариантност на схемата спрямо неинформативните параметри R_1 и R_2). От израза (10.10) се вижда, че $|S_{1,2}| < 1$ което означава, че при равни условия, преобразувателят на R , C и L в период, изграден по такъв алгоритъм на действие е принципно по-точен, отколкото този, описан в *Тема 9.2*. Нещо повече, при $R_1 \rightarrow R_2$, $S_{1,2} \rightarrow 0$, т.е. създава се възможност за пълна инвариантност на схемата към неинформативните параметри R_1 и R_2 . Описаният до тук алгоритъм може да бъде реализиран най-просто по схемата от *Фиг.10.2* [15].



Фиг. 10.2

В схемата от *Фиг.10.2* условие (9.15): $U_2' \approx |U_2| \approx U_2$ е изпълнено чрез включване на двата ценови диода VD_5 и VD_6 с равни напрежения на стабилизация. С помощта на диодите VD_1 , VD_2 , VD_3 и VD_4 се превключват резисторите R_1 и R_2 , като при положително изходно напрежение на компаратора се отпушват диодите VD_1 и VD_4 и неговият праг на сработване е равен на: $|U_2|R_1/R_2$, а при отрицателно изходно напрежение на компаратора се отпушват диодите VD_2 и VD_3 и неговият праг на сработване е равен

на: $+|U_2|R_2/R_1$. Отчитането на реалните параметри на диодите V_D не довежда до съществени изменения, тъй като правите им съпротивления се прибавят симетрично към съпротивленията R_1 и R_2 , а обратните им съпротивления на практика могат да се пренебрегнат.

10.3.2. Анализ на грешката от неравенството на абсолютните стойности на изходните напрежения на компаратора.

Отчитайки стойностите U_2^+ и U_2^- на изходните напрежения на компаратора от (9.14) получаваме за периода на преобразувателя

$$T^* = T_1 + T_2 = RC \frac{R_1}{R_2} \left(\frac{U_2^+ + |U_2^-|}{U_2^+} + \frac{U_2^+ + |U_2^-|}{|U_2^-|} \right) \quad (10.11)$$

Приемайки следните означения:

$$U_2^+ + |U_2^-| = 2U_2, \quad U_2^+ = U_2 - \Delta U_2 \quad \text{и} \quad |U_2^-| = U_2 + \Delta U_2, \quad (10.12)$$

в които ΔU_2 има смисъла на грешката на изходното напрежение U_2 и замествайки в (10.11), получаваме след несложна обработка:

$$T^* = 4RC \frac{R_1}{R_2} \frac{1}{1 - \left(\frac{\Delta U_2}{U_2} \right)^2} = 4RC \frac{R_1}{R_2} \frac{1}{(1 - \delta U_2^2)} = T \cdot \frac{1}{1 - \delta U_2^2}, \quad (10.13)$$

където $\delta U_2 = \Delta U_2 / U_2$ относителната грешка на изходното напрежение U_2 .

За относителната мултипликативна грешка δT_{U_2} на изходния период, причинена от ΔU_2 ще получим:

$$\delta T_{U_2} = \frac{T^* - T}{T} = \frac{\delta U_2^2}{1 - \delta U_2^2} \xrightarrow{\delta U_2^2 \ll 1} \delta U_2^2 = S_{U_2} \delta U_2 = \frac{1}{k_{U_2}} \delta U_2, \quad (10.14)$$

където S_{U_2} представлява чувствителността на преобразувателя към неинформативния параметър U_2 , а k_{U_2} - коефициент на подтискане на влиянието на неинформативния параметър U_2 (коефициент на инвариантност на схемата спрямо неинформативния параметър U_2). В частност, ако $U_2^+ = |U_2^-|$, преобразувателят е напълно инвариантен спрямо стойността на напрежението U_2 .

10.3.3. Анализ на грешката от остатъчното напрежение на операционния усилвател на интегратора.

Остатъчното напрежение e_{01} на операционния усилвател на интегратора е постоянно по знак и се явява свързано последователно изходното напрежение на компаратора, поради което може да се представи чрез еквивалентно изменение на изходното напрежение на компаратора, аналогично на съотношения (10.12):

$$U_2^+ + |U_2^-| = 2U_2, \quad U_2^+ = U_2 - e_{01} \quad \text{и} \quad |U_2^-| = U_2 + e_{01}, \quad (10.15)$$

а за относителната мултипликативна грешка δT_{01} на изходния период, причинена от e_{01} аналогично ще получим:

$$\delta T_{01} = \frac{e_{01}/U_2}{1 - e_{01}/U_2} = \frac{\delta U_{01}^2}{1 - \delta U_{01}^2} \approx \delta U_{01}^2 = S_{01} \delta U_{01} = \frac{1}{k_{01}} \delta U_{01}, \quad (10.16)$$

където $S_{01} = \delta U_{01} = e_{01} / U_2$ представлява чувствителността на преобразувателя към неинформативния параметър e_{01} , а k_{01} коефициент на подтискане на влиянието на неинформативния параметър e_{01} (коефициент на инвариантност на схемата спрямо неинформативния параметър e_{01}).

10.3.4. Анализ на грешката от остатъчното напрежение на операционния усилвател на компаратора.

Остатъчното напрежение e_{02} на операционния усилвател на компаратора е постоянно по знак и се явява свързано последователно с праговите напрежения $U_{\text{ПР}}^+$ и $U_{\text{ПР}}^-$ на компаратора - съотношения (9.9) и (9.12), поради което може да се представи чрез еквивалентно изменение на праговите напрежения на компаратора:

$$(U_{\text{ПР}}^+)^* = -\frac{R_1}{R_2} U_2^+ + e_{02} \quad (10.17)$$

$$(U_{\text{ПР}}^-)^* = \frac{R_1}{R_2} |U_2^-| + e_{02}, \quad (10.18)$$

Съотношение (9.7) може да се запише за момента $t = T_1$:

$$U_1(T_1) = -\frac{1}{RC} \int_0^{T_1} U_2^+ dt + U_1(0) = (U_{\text{ПР}}^+)^*$$

Отчитайки в горното уравнение, че $U_1(0) = (U_{III}^-)$ замествайки съотношения (10.17) и (10.18), получавам

$$-\frac{U_2^+}{RC} T_1 + (U_{III}^-)^* = (U_{III}^+)^*, \text{ или}$$

$$-\frac{R_1}{R_2} U_2^* + e_{02} = -\frac{U_2^+}{RC} T_1 + \frac{R_1}{R_2} |U_2^-| + e_{02}, \text{ от където за полупериода } T_1$$

се получава:

$$T_1 = RC \frac{R_1}{R_2} \frac{U_2^+ + |U_2^-|}{U_2^+} \quad (10.19)$$

Аналогично получаваме за полупериода T_2 :

$$T_2 = RC \frac{R_1}{R_2} \frac{U_2^+ + |U_2^-|}{|U_2^-|} \quad (10.20)$$

От (10.19) и (10.20) се вижда, че остатъчното напрежение e_{02} на компаратора не участва в уравнението на преобразуване и не внася грешка, т.е., такъв преобразувател е напълно инвариантен спрямо остатъчното напрежение на компаратора.

10.4. Особенности на реализацията на преобразувателите на параметрите R_X , C_X и L_X в период.

При практическата реализация на тези схеми следва да се има предвид, че реалните параметри на операционните усилватели налагат ограничения върху диапазоните на преобразуване на параметрите R_X , C_X и L_X . Действително, от уравненията на преобразуване (10.3)...(10.5) следва, че ако преобразуваната величина клони към нула, то изходният период също следва да клони към нула (изходната честота да клони към безкрайност), което е невъзможно. Максималната честота (минималният период) на изходния сигнал се определя от максималната скорост на нарастване на изходното напрежение на операционните усилватели SR (виж Приложение 3). Така, изходното напрежение на интегратора не трябва да се изменя със скорост, по-голяма от SR на използвания операционен усилвател: $U_2/RC < SR \cdot 10^6$, от където се въвежда ограничение отдолу за времеконстантата RC :

$$RC > U_2/SR \cdot 10^6 \quad (10.21)$$

Параметърът SR на операционния усилвател, използван в компаратора довежда до това, че изходното му напрежение придобива трапецовидна форма, което внася нелинейност в уравнението на преобразуване. Може да се препоръча спазването на следните съотношения. Ако допустимата приведена грешка от нелинейност е 0.001 (0.1%), то следва да се обезпечи същото или по-малко съотношение между сумата от продължителността на нарастващия t_2^+ и спадащия t_2 фронтове на изхода на компаратора и най-малкият период $T_{min} = 4(RC)_{min}R_1/R_2$ на изходния сигнал:

$$(t_2^+ + t_2)R_2/4R_1(RC)_{min} < 0.001,$$

от където също следва ограничение на времеконстантата RC отдолу:

$$(RC)_{min} > 10^3(t_2^+ + t_2)R_2/4R_1 \quad (10.22)$$

Спазването на ограничения (10.21) и (10.22) довежда до ограничение отдолу на обхвата на преобразувателя. За да могат да се преобразуват малки стойности (включително и нулеви) на преобразувания параметър R_X , C_X или L_X , в схемите от *Фиг.10.1* и *Фиг.10.2* се включва елемент, обезпечаващ постоянна начална стойност на преобразувания параметър. Така, например, за случая на преобразувател на съпротивление в период "началната стойност" се обезпечава от резистора R_0 (означен с пунктир), включен последователно с R_X . В този случай, уравнение (10.3) ще придобие вида:

$$T_R = 4C_0R_0R_1/R_2 + 4C_0(R_1/R_2)R_X = T_0 + k_R R_X, \quad (10.23)$$

където T_0 е началния период, обусловен от съпротивлението R_0 , а $k_R = 4C_0R_1/R_2$ – коефициент на преобразуване на съпротивлението R_X в период.

В случай, че се преобразува капацитет, в същата схема следва да се направи $R_X = 0$, а преобразувания капацитет C_X да се включи паралелно на C_0 и уравнението на преобразуване ще придобие вида:

$$T_C = 4C_0R_0R_1/R_2 + 4R_0(R_1/R_2)C_X = T_0 + k_C C_X, \quad (10.24)$$

където T_0 е началния период, обусловен от капацитета C_0 , а $k_C = 4R_0R_1/R_2$ – коефициент на преобразуване на капацитета C_X в период.

От уравнения (10.23) и (10.24) се вижда, че такъв преобразувател е с адитивно изместена характеристика на преобразуване (при входна величина равна на нула, изходната е равна на $T_0 \neq 0$). Тук следва да се отбележи, че началния период T_0 е

параметър в уравнението на преобразуване и не следва да се бърка понятието “адитивна грешка” Адитивната грешка в този случай ще се причинява от нестабилността на параметрите, определящи T_0 (отклонението на тези параметри от номиналните им стойности), мултипликативната – от нестабилността на параметрите, определящи коефициентите на преобразуване k_R и k_C .

При преобразуване на индуктивността L_X на реални бобини в уравнението на преобразуване се появява нелинейност, породена от омичното им съпротивление R_{LX} , поради което този преобразувател може да се използва за преобразуване на индуктивности на бобини с достатъчно голямо съотношение L_X/R_{LX} :

$$T_L \approx 4 \frac{R_1 L_X}{R_2 R} \frac{2}{2 - T_L R_{LX} / L_X} \quad (10.25)$$

10.5. Задачи за лабораторно упражнение

Експерименталната постановка позволява реализирането схемите от Фиг.10.1 и Фиг.10.2.

10.5.1. Да се разучи принципната схема на опитната постановка и да се нанесат върху нея стойностите на елементите. Да се отбележат точните елементи. За двете схеми да се изчислят коефициентите в номиналните уравнения на преобразуване на базата на номиналните стойности на елементите.

10.5.2. За преобразувателя от Фиг.10.1 да се сHEME реалното уравнение на преобразуване в десет точки, разположени равномерно в обхвата.

10.5.3. Да се изчисли във всяка точка сумарната абсолютна грешка и да се декомпозира на трите ѝ съставки: адитивна, мултипликативна и нелинейна. На базата на резултатите от експеримента да се определи класът на точност на преобразувателя. Да се предложат начини за подобряване на класа на точност.

10.5.4. За схемите от Фиг.10.1 и Фиг.10.2 да се определят относителните грешки на изходния период, предизвикани от отклонението на неинформативния параметър $R1$ с 10% от номиналната му стойност. От получените резултати да се изчисли коефициентът $k_{1,2}$ на подтискане на влиянието на

неинформативните параметри R_1 и R_2 върху относителната грешка на преобразувателя от Фиг.10.2.

10.6. Контролни въпроси

10.6.1. Избройте предимствата и недостатъците на преобразувателите, чийто изходен сигнал има за информативен параметър честота или период.

10.6.2. Как влияят остатъчните напрежения на операционните усилватели на интегратора и компаратора на работата на преобразувателя от Фиг.10.1. Източници ли са на грешка и ако да, то на каква?

10.6.3. До каква грешка довежда нестабилността на резисторите R_1 и R_2 ? Посочете начини за намаляване на тази грешка. Дайте физично обяснение на метода за корекция на грешката от нестабилността на резисторите R_1 и R_2 чрез промяна на знака на влияещата величина.

10.6.4. Посочете източниците на адитивна и мултипликативна грешки при преобразувателите с адитивно изместена характеристика на преобразуване?

10.6.5. Изведете уравнението на преобразуване по схемата от Фиг.10.1 за случая на преобразуване на идеална индуктивност.

10.6.6. Изведете уравнението на преобразуване по схемата от Фиг.10.1 за случая на преобразуване на реална индуктивност.

XI. ЦИФРО-АНАЛОГОВИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Повсеместното приложение на цифровите изчислителни машини и микропроцесорите в автоматизираните технически системи е свързано с проблема за тяхната връзка с обектите, параметрите на които в повечето случаи се характеризират с непрекъснати аналогови величини. Последните не е възможно да се въвеждат непосредствено в цифровите устройства и за това е необходимо аналоговите сигнали да се преобразуват в цифрови. Тази операция се реализира от аналого-цифровите преобразуватели *АЦП*.

За извеждането от процесора на информацията за управление на обектите е необходимо да се извърши преобразуване на цифровите сигнали в аналогови, каквито са повечето входни сигнали на изпълнителните устройства и на уредите на автоматизираните системи за управление. Тази функция се изпълнява от цифро-аналоговите преобразуватели *ЦАП*.

В настоящата тема се разглеждат най-разпространените методи за цифро-аналогово преобразуване и техните метрологични характеристики.

11.1 Основни принципи за цифро-аналогово преобразуване (*ЦАП*) [16,17].

Известни са два подхода за цифро-аналоговото преобразуване: с пряко преобразуване и с междинно-временно преобразуване. При *ЦАП* с междинно-временно преобразуване, цифровият код предварително се преобразува в междинна величина с временен характер (най-често в относителна продължителност на импулси с постоянна честота) с последващо аналогово преобразуване на междинната величина в изходно напрежение или ток. Преките *ЦАП* осъществяват сумиране на “дозирани” аналогови величини (напрежения или токове), имащи стойности, пропорционални на “теглата” на съответните им разряди от входния цифров код. При това, се сумират само тези аналогови величини, чиито съответни разряди имат стойност единица. *ЦАП* с пряко преобразуване, в зависимост от алгоритъма на обработка на разрядите на входния код се подразделят от своя страна на паралелни и последователни. По-подробно ще разгледаме по-нататък само преките паралелни *ЦАП*, намерили най-широко разпространение в практиката.

Разновидностите на схемните решения на преките ЦАП се обуславят от начините за формиране на стойностите на “дозираните” аналогови величини, подлежащи на сумиране. Най-широко разпространение са намерили четири разновидности на преки ЦАП: “ЦАП с тегловни (дозирани) резистори”, “ЦАП с R-2R матрица и опорно напрежение”, “ЦАП с R-2R матрица и опорен ток” и “ЦАП с активни делители на ток”.

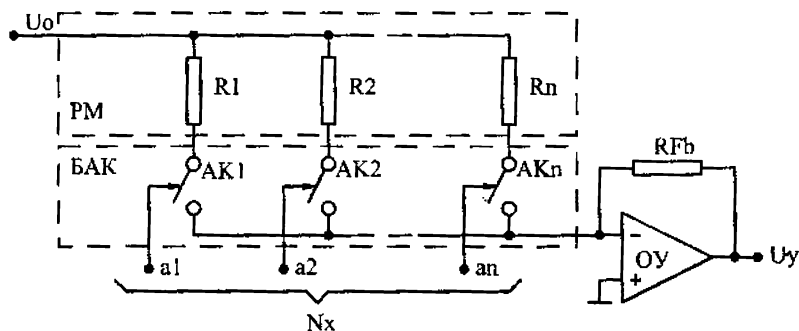
11.1.1. ЦАП с тегловни резистори

На Фиг.11.1 е показана схема на ЦАП с тегловни резистори, която се състои от резисторна матрица РМ, блок аналогови ключове БАК, управлявани от входния код и операционен усилвател ОУ, работещ в режим на сумиране. Даден аналогов ключ АК_i е отворен или затворен, в зависимост от състоянието на съответния разряд на входния код: $a_i = 0$ или $a_i = 1$. При двоичен код и ако младшият разряд е a_1 , съпротивленията на резисторите трябва да бъдат в следното съотношение:

$$R_i = R \cdot 2^{(i-1)}, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (11.1)$$

при което, за изходното напрежение на ОУ се получава:

$$U_{изх} = -R_{FB} \sum_{i=1}^n \frac{U_0}{R_i} = -U_0 \frac{R_{FB}}{R} \sum_{i=1}^n a_i 2^{i-1} = -U_0 \frac{R_{FB}}{R} N_x \quad (11.2)$$



Фиг.11.1

При двоично-десетичен код отношението на тегловните резистори R_i в рамките на една декада се определя от избрания код (1-2-4-8), а при прехода от декада към декада опорният резистор R се изменя 10 пъти.

Източници на мултипликативни грешки в ЦАП с тегловни резистори са параметрите U_0 , R_{FB} и R , участващи в уравнението преобразуване (11.2). Източници на адитивна грешка са остатъчното напрежение и входните токове на операционният усилвател ОУ 1. Следва да се отбележи, че в дадения случай не е възможно да намали адитивната грешка от входните токове чрез включване резистор към инвертиращия вход на операционния усилвател, както беше направено в *Тема 2.5.2*. Причина за това е зависимостта от входния код на еквивалентното съпротивление към инвертиращия вход. Неточността на изпълнение на условие (11.1) съпротивленията на аналоговите ключове в отворено и затворено състояние са основни източници на грешка от нелинейност. Грешки от нелинейност предизвиква, също така, и входният ток на инвертиращия вход на операционния усилвател, предизвикващ спад върху зависимото от входния код еквивалентно съпротивление. Друг, технологичен недостатък на ЦАП с тегловни резистори е широкият диапазон от стойности на съпротивленията, което е неудобно при интегрална технология за изработка. От друга страна, макар че броят на резисторите е минимален, общата сума от съпротивленията на тегловните резистори е твърде голяма и при голям брой разряди на ЦАП за изработката на резисторите е необходима голяма площ, което също не е технологично.

Изброените по-горе недостатъци на ЦАП с тегловни резистори в голяма степен се отстраняват при използването на $R-2R$ резисторни матрици.

11.1.2. ЦАП с резисторна матрица от типа $R-2R$ и източник на опорно напрежение U_0

При ЦАП с $R-2R$ резисторни матрици се използват само два номинала резистори, което има определени технологични предимства. На *Фиг. 11.2* е показана схема на такъв ЦАП.

При включване на аналоговия ключ AK_i ($a_i=1$) към опорното напрежение U_0 , напрежението в i -тия възел на резисторната матрица ще бъде $U_i = U_0/3$, а в n -тия възел се предава като:

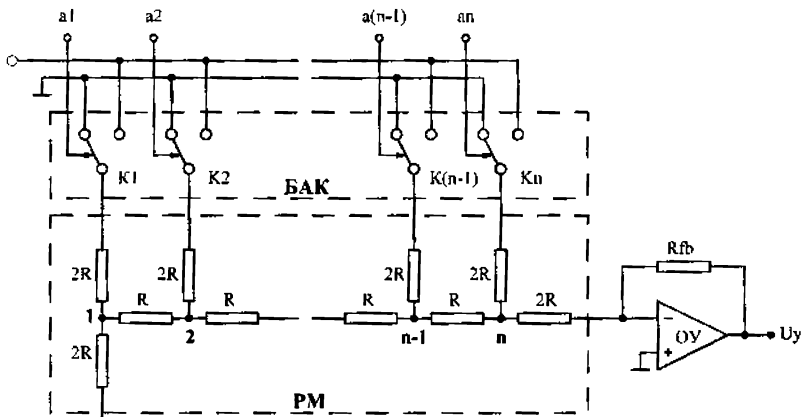
$$U_{ni} = U_i / 2^{n-i} = U_0 / 3 \cdot 2^{n-i} \quad (11.3)$$

По принципа на наслагването, при включване на произволен брой ключове към опорното напрежение U_0 , за напрежението в n -тия възел ще получим:

$$U_{n\Sigma} = \sum_{i=1}^n a_i U_{ni} = \sum_{i=1}^n \frac{U_0}{3.2^{n-i}} a_i = \frac{U_0}{3.2^{n-1}} \sum_{i=1}^n a_i 2^{i-1} = \frac{U_0}{3.2^{n-1}} N_X, \quad (11.4)$$

където $a_i=1$ или 0, в зависимост от това, съответно към U_0 или към общата шина е включен ключът AK_i . Съответно, за изходното напрежение $U_{изх}$ ще имаме:

$$U_{изх} = -\frac{R_{FB}}{2R} U_{n\Sigma} = -\frac{U_0}{3.2^n} \frac{R_{FB}}{R} N_X \quad (11.5)$$



Фиг.11.2

Източниците на грешки при ЦАП с $R-2R$ резисторна матрица и опорно напрежение са аналогични на тези, с тегловни резистори. Предимство на схемата от Фиг.11.2 пред тази от Фиг.11.1 е наличието само на два номинала резистори, което я прави технологична за микроелектронно изпълнение. Освен това, еквивалентното съпротивление към инвертиращия вход на ОУ е постоянно, поради което е възможно да се намали адитивната грешка от входните токове чрез включване на подходящ по стойност резистор към неинвертиращия вход на ОУ. Благодарение на същото обстоятелство не възниква и грешка от нелинейност от спада на входния ток върху еквивалентното съпротивление към инвертиращия вход на ОУ.

Основен проблем при реализирането на ЦАП с $R-2R$ резисторна матрица създава съпротивлението на затворените

ключове, включено последователно със съпротивления $2R$, поради което се налага да се използват високоомни резистори в PM . Друг недостатък на такива ЦАП е това, че при превключването ключовете се сменя посоката на тока в резисторите на PM , което предизвиква презареждане на паразитните капацитети на PM и от тук намаляване на бързодействието. Допълнителни грешки и технологични трудности създава и обстоятелството, че токовете и разрядите силно зависят от входния код. Освен това, резисторите в резисторната матрица трябва да се изпълнят с висока точност, в противен случай възниква грешка от нелинейност. Всички тези недостатъци в голяма степен се отстраняват при ЦАП с $R-2R$ резисторна матрица и еднакви разрядни токове.

11.1.3. ЦАП с $R-2R$ резисторна матрица и еднакви разрядни токове.

Схемата на ЦАП с $R-2R$ резисторна матрица и равни разрядни токове е дадена на *Фиг. 11.3*.

Схемата на *Фиг. 11.3* съдържа блок опорни токове I_0 БОТ (OY_1 и $T_1...T_n$), токовете ключове $AK_1...AK_n$, $R-2R$ резисторна матрица и инвертиращ усилвател на базата на OY_2 . Токовете в разрядите са еднакви и равни:

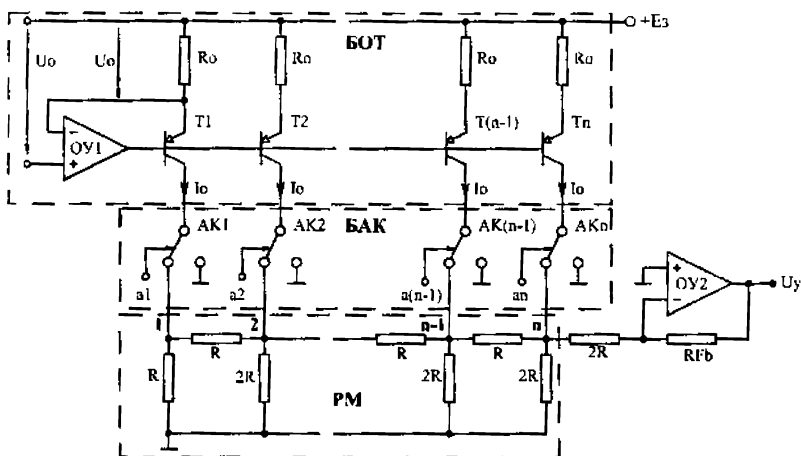
$$I_0 = U_0 / R_0, \quad (11.6)$$

което се постига с еднаквост на транзисторите $T_1...T_n$ и емитерните съпротивления R_0 . При стойност на цифровия разряд $a_i=1$, ключът AK_i включва съответния източник на ток към съответния възел на резисторната матрица, а при $a_i=0$ – го отвежда към общата точка (масата). За всички източници на ток, включени към резисторната матрица, товарното съпротивление е еднакво и равно на $2R/3$, поради което, потенциалът U_i в съответния възел "" ще бъде:

$$U_i = (2/3)RI_0, \quad (11.7)$$

а във възела "" n "" ще се предаде, разделено 2^{n-i} пъти:

$$U_{ni} = (2/3)2^{-(n-i)}RI_0. \quad (11.8)$$



Фиг.11.3

По принципа на наслагането, при включване на произволен брой ключове (опорни токове) към резисторната матрица, за напрежението в “ n ”-тия възел ще получим:

$$U_{n\Sigma} = \sum_{i=1}^n a_i U_{ni} = \sum_{i=1}^n \frac{2RI_0}{3.2^{n-i}} a_i = \frac{2RI_0}{3.2^{n-1}} \sum_{i=1}^n a_i 2^{i-1} = \frac{2RI_0}{3.2^{n-1}} N_X, \quad (11.9)$$

където $a_i=1$ или 0 , в зависимост от това, съответно към PM или към общата шина е включен ключът AK_i . Съответно, за изходното напрежение $U_{ИЗХ}$ ще имаме:

$$U_{ИЗХ} = -\frac{R_{FB}}{2R} U_{n\Sigma} = -\frac{2I_0 R_{FB}}{3.2^n} N_X = -\frac{2U_0 R_{FB}}{3R_0 2^n} N_X \quad (11.10)$$

Източниците на грешки при ЦАП с $R-2R$ резисторна матрица и опорен ток са аналогични на тези, с опорно напрежение. Стабилността на параметрите, влизаци в уравнението на преобразуване (11.10) определят мултипликативната грешка. Тук следва да се отбележи, че остатъчното напрежение и входните токове на $OY1$ също са източник на мултипликативна грешка, тъй като те влияят върху стойността на опорния ток. Остатъчното напрежение и входните токове на $OY2$ са източник на адитивна грешка. Основни източници на грешка от нелинейност са отклоненията на разрядните токове и на съпротивленията в резисторната матрица от номиналните им стойности. Тук следва да

се отбележи, че най-голямо влияние върху линейността имат токовете на най-старшия разряд и точността на резисторната матрица: последния възел.

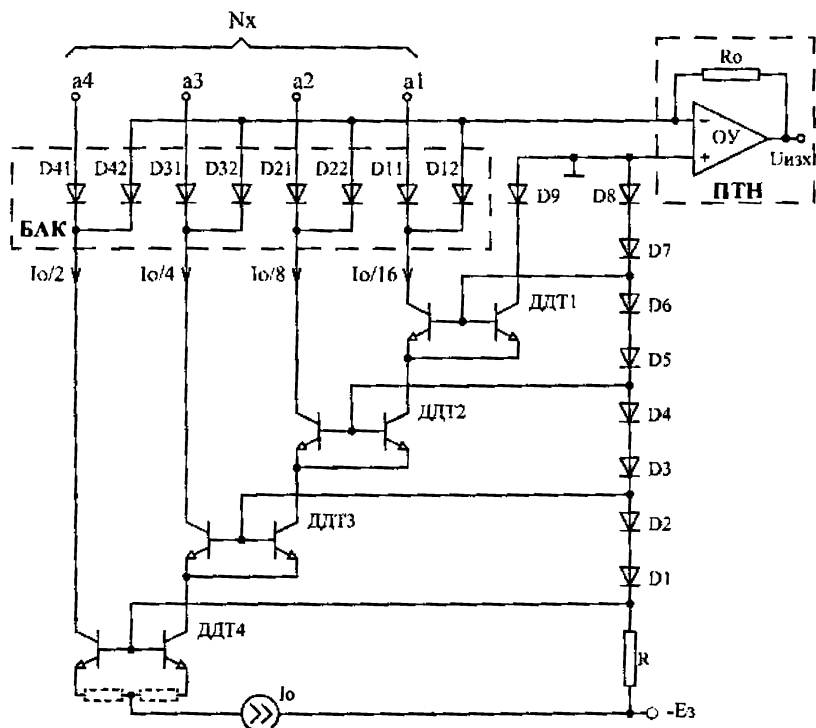
Основното предимство на схемата от *Фиг.11.3* пред тази *Фиг.11.2* е това, че аналоговите ключове комутират токове, а напрежения, поради което съпротивлението им в затворено състояние не внася грешка. Това позволява използването на нискоомни резистори в резисторната матрица, което понижава цената и повишава бързодействието на ЦАП. Освен това, в ЦАП с $2R$ резисторна матрица и опорен ток са допустими неголеми отклонения на съпротивленията на резисторите в *PM* от техните номинални стойности, тъй като те могат да бъдат компенсирани чрез подходяща регулировка на съответния източник на разряден ток, както това е показано на експерименталната схема от *Фиг.11.5*.

11.1.4. ЦАП с двоични делители на ток

ЦАП с двоични делители на ток, за разлика от разгледаните по-горе схеми, реализират принципно различен подход за формиране на “дозираните” токове. На *Фиг.11.4* е дадена примерна схема на такъв четири-битов ЦАП. Схемата се състои от източник на ток I_0 , четири двоични делители на ток $ДДТ_1...ДДТ_4$, токови ключове – диодите $Д_{11}Д_{12}... Д_{41}Д_{42}$ и сумиращ преобразувател ток-напрежение ПТН, реализиран на базата на операционния усилвател ОУ и резистора R_0 . Двоичните делители на ток са реализирани по схемата на диференциално транзисторно стъпало с общ емитер и обединени бази. При пълна симетрия на диференциалното транзисторно стъпало, токовете в колекторите на транзисторите са точно равни на половината от емитерния ток. По този начин се получават дозираните токове с тегла, съответстващи на теглата на разрядите в двоичния код. С помощта на диодите $Д_1...Д_n$ се създават необходимите преднапрежения за работа на диференциалните стъпала в линеен режим. За опростяване на схемата е прието, че логическите състояния на входния код съответстват на следните управляващи напрежения: “1” – отрицателно напрежение и “0” – положително напрежение. При $a_i=0$, съответния диод $Д_{i1}$ се отпушва ($Д_{i2}$ се запушва) и “i”-ят дозиран ток се отвежда към положителното управляващо напрежение и не постъпва на входа на ПТН. При $a_i=1$,

диодът D_{i1} се запушва и "i"-ят дозиран ток постъпва през диода D_{i2} на входа на ПНТ. По този начин, на изхода на ПНТ се получава:

$$U_{изх} = \sum_1^n R_0 \frac{I_0}{2^n} a_i 2^{i-1} = \frac{R_0 I_0}{2^n} \sum_1^n a_i 2^{i-1} = \frac{R_0 I_0}{2^n} N_x \quad (11.11)$$



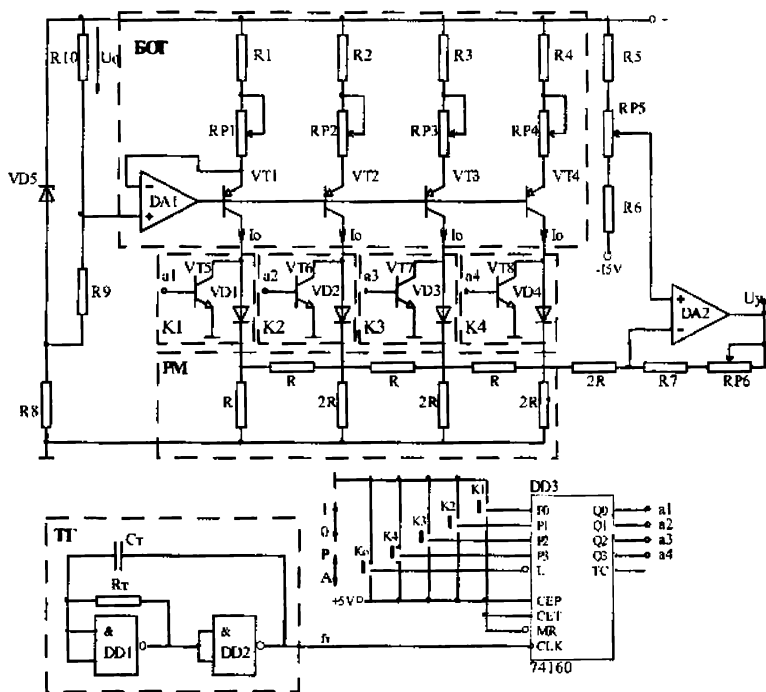
Фиг.11.4

Основното достойнство на схемата на ЦАП от Фиг.11.4 е отсъствието на резисторна матрица, с което съществено се намалява площта на кристала, на която се разполага схемата, съответно цената и значително се увеличава бързодействието на ЦАП. Като недостатък на такава реализация може да се посочи необходимостта от точно симетриране на диференциалните стъпала, особено на старшите разряди. За целта, както е показано с пунктир на схемата, в емитерите на диференциалната двойка транзистори се включват

резистори, с помощта на които се извършва настройката симетрията на стъпалото.

11.2. Описание на експерименталната схема.

Експерименталната схема (Фиг.11.5) представя четирибитов ЦАП с $R/2R$ резисторна матрица и еднакви разрядни токове.



Фиг.11.5

Източникът на ток е осъществен с помощта на опорното напрежение U_0 , формирано чрез ценовския диод $VD5$, резисторите $R9$ и $R10$ и операционния усилвател $DA1$, транзисторът $VT1$ и резисторът $R1$. С помощта на транзисторите $VT2...VT4$ и резисторите $R2...R4$, на принципа на "токовото огледало" се формират останалите разрядни токове. Предвидено е, с помощта на потенциометрите $RP1...RP4$, да се извършва настройка на разрядните токове (корекция

на грешката от нелинейност). Токовете превключватели са съществени с помощта на диодите $VD1...VD4$ и транзисторите $VT5...VT8$. Инвертиращия усилвател е реализиран на базата на операционния усилвател $DA2$ и резистора $R7$. С помощта на потенциометърът $RP6$ може да се извърши настройка на коефициента на предаване на $АЦП$ (корекция на мултипликативната грешка). Делителят, съставен от резисторите $R5$, $R6$ и потенциометърът $RP5$ служат за корекция на адитивната грешка. Предвидени са статичен и динамичен режими на работа на $АЦП$. В статичен режим на работа, ключът $K0$ се поставя в положение "P", като желаната кодова комбинация се задава с помощта на ключовете $K1-K4$. В динамичен режим на работа, ключът $K0$ се поставя в положение "A", при което, двоичният брояч $CT10$ преминава в броячен режим и под въздействието на тактовия генератор $TГ$ на изходите на брояча се получава периодична четири-битова двоично-десетична кодова поредица (8-4-2-1), с помощта на която може да се определят динамичните характеристики на $ЦАП$.

Настройката (калибровката) на $ЦАП$ се осъществява в статичен режим по следния начин. Първоначално се задава нулев входен код и с помощта на $RP6$ се отстранява адитивната грешка. След това се пристъпва към корекция на грешката от нелинейност, причинена от неравенството на разрядните токове и неточността на $R-2R$ матрицата. Последователно се задават "единици" на всеки разряд (на останалите - "нула") и с помощта на съответния потенциометър $RP1...RP4$ се настройва съответния разряден ток така, че напреженията на изхода да са в съотношения, съответстващи на теглата на двоичния код (1-2-4-8). Така, например, ако при $a_1=1$ на изхода е получено напрежение $0.3V$, то при $a_2=1$ трябва да настроим с $RP2$ изходното напрежение на $0.6V$, при $a_3=1$ трябва да настроим с $RP3$ изходното напрежение на $1.2V$ и при $a_4=1$ трябва да настроим с $RP4$ изходното напрежение на $2.4V$. Най-накрая се настройва коефициентът на пресобразуване на $АЦП$ (коригира се мултипликативната грешка), като се задава максимален двоично-десетичен код (1001) и с помощта на потенциометъра $RP6$ се настройва изходното напрежение на необходимата стойност. Например, ако желаем на двоичния код 0001 (числото "единица") да съответства изходно напрежение равна на $0.1V$ е необходимо, при

входен код 1001 (числото “девет”), да настроим изходното напрежение на $0.9V$

11.3. Задачи за лабораторно упражнение.

11.3.1. Да се разучи експерименталната схема и се нанесат стойностите на елементите върху принципната схема.

11.3.2. Да се извърши корекция на “нулата” и “нелинейността” и калибровка на “коэффициента на преобразуване” на ЦАП в статичен режим.

11.3.3. Да се снеме статичната характеристика преобразуване на ЦАП и се определят остатъчните грешки.

11.3.4. Да се определи експериментално времето на установяване и скоростта на нарастване на изходното напрежение на ЦАП. Да се даде обяснение за причината на инерционността.

11.4. Контролни въпроси.

11.4.1. Каква е ролята на ЦАП в съвременната техника?

11.4.2. Кои са основните разновидности на ЦАП?

11.4.3. Какви са основните предимства и недостатъци на паралелните ЦАП с тегловни резистори?

11.4.4. Какви са предимствата и недостатъците на паралелни ЦАП с $R-2R$ резисторна матрица и опорно напрежение?

11.4.5. Какви са предимствата и недостатъците на паралелни ЦАП с $R-2R$ резисторна матрица и опорен ток?

11.4.6. Какви са предимствата и недостатъците на паралелни ЦАП с двоични делители на ток?

11.4.7. Кои са източниците на адитивна, мултипликативна и нелинейна грешки в ЦАП от Фиг.11.5.? Кои са начините за намаляване на тези грешки?

ХІІ. ЦИФРОВО ИЗМЕРВАНЕ НА ЧЕСТОТНО -ВРЕМЕННИТЕ ПАРАМЕТРИ НА СИГНАЛИТЕ

12.1. Метрологични особености на цифровите измервателни уреди.

Най-съществената особеност на цифровите методи за преобразуване е използването на дискретна по стойност (квантована) мярка, както и дискретния алгоритъм на преобразуване, довеждащи до появата на **методични грешки от квантоване и дискретизация**, несъществуващи при аналоговото измервателно преобразуване. Независимо от появата на тези нови съставляващи на сумарната грешка, квантованата мярка и дискретния алгоритъм на преобразуване позволяват постигането на точности при измерването, недостижими за аналоговите измервателни уреди.

Най-общо, при цифровите измервателни уреди *ЦИУ*, според зависимостта на грешката от скоростта на изменение на измерваната величина се дефинират две основни групи грешки: статична и динамична грешки. От своя страна, статичната грешка, се формира от две съставляващи: методична и инструментална. Методичната статична грешка или наричана още “грешка от квантоване”, възниква поради това, че изходната величина на *ЦИУ* може да приема само ограничен брой стойности, отличаващи се една от друга със стойност, равна или кратна на кванта на мярката. Инструменталната статична грешка се формира от грешките и нестабилността на образцовата величина (мярката) и на параметрите на възлите и елементите на *ЦИУ*, където се извършва сравнението между измерваната величина и мярката.

Динамичната грешка също така е формирана от методична и инструментална съставляващи. Методичната динамична грешка или наричана още “грешка от дискретизация” се дължи на дискретизацията на входната величина и се определя от стъпката на дискретизация и от скоростта на изменение на входната величина. Динамичната инструментална грешка се дължи на инерционността на възлите и елементите на *ЦИУ*, довеждаща до промяна на стойността на измервания параметър.

Настоящата тема коментира основните методи и структури за цифрово измерване на честота, период, продължителност на

импулси и фазова разлика, както и характерните за аналого-цифровото преобразуване метрологични особености.

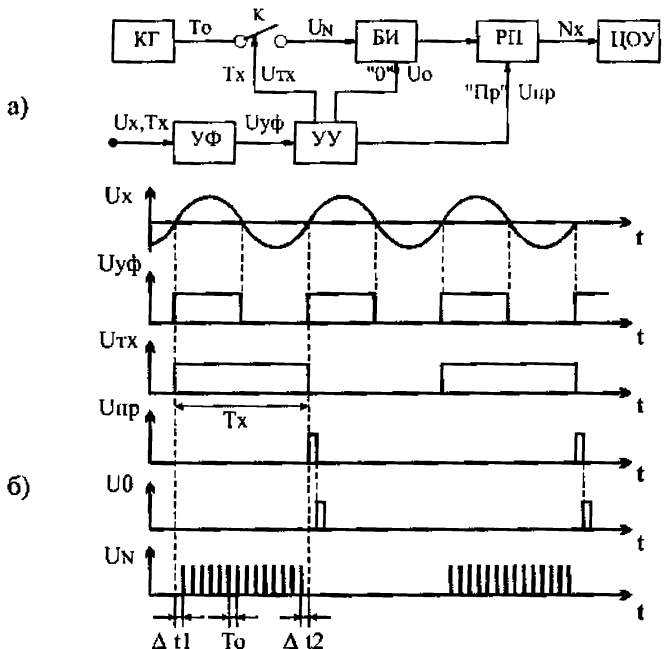
В измервателната техника и особено при дистанционното измерване, твърде често се използват синусоидални и импулсни сигнали, чиито информативни параметри са честотата, f , периодът или продължителността на импулсите. Предимството на тези сигнали се състои в тяхната висока шумоустойчивост, слабото влияние на канала за връзка върху точността на измерване, възможността за включване на голям брой преобразуватели, отдалечени на значителни разстояния и простотата на преобразуване в цифрова форма. От друга страна, точността на измерване на честотно-временните параметри на сигналите принципно може да бъде много висока и се обезпечава с прости средства. Последното е станало причина в много случаи аналого-цифровото преобразуване на различни физични величини да се извършва чрез междинно аналогово преобразуване на физичната величина в честота, период или продължителност на импулсна последователност с последващо аналого-цифрово преобразуване. Ето защо, цифровите честотомери, периодомери и измерватели на временни интервали заемат съществено място в групата цифрови измервателни уреди.

12.2. Цифрови периодомери и измерватели на продължителността на временни интервали

В основата на аналого-цифровото преобразуване на временни интервали е заложен принципът на преброяването на броя периоди T_0 на импулсен сигнал с образцова честота f_0 , запълващи измервания временен интервал (период) T_X .

На *Фиг. 12.1* са дадени примерна структурната схема на цифров периодомер и времедиаграмите, поясняващи алгоритъма на аналого-цифровото преобразуване. Схемата съдържа: усилвател-формировател $УФ$, който мащабира и преобразува изследвания периодичен сигнал $U_X(t)$ с произволна форма (в частност, синусоидална) в импулсен сигнал със същия период T_X и с амплитудни параметри, съгласувани с входа на управляващото устройство $УУ$; кварцов генератор $КГ$, генериращ импулсен сигнал с образцова честота f_0 ; управляем ключ $К$, който при затварянето си пропуска импулсите с образцова честота към брояча на импулси $БИ$; регистър-памет $РП$, запомнящ при разрешение от управляващото

устройство УУ, съдържанието на брояча на импулси БИ и цифрово отчетно устройство ЦОУ за индициране на съдържанието на регистър-памет РП. Управляващо устройство УУ формира сигнали за управление на ключа К, за препис на съдържанието на брояча БИ в паметта РП и за нулиране на брояча на импулси БИ.



Фиг.12.1

В режим на измерване на период, управляващото устройство УУ по сигнала от УФ формира управляващ сигнал $U_{ТХ}$, затварящ ключа К за време, равно на измервания период T_X . От приведената времедиаграма е очевидно равенството:

$$T_X = N_X T_0 + \Delta t_2 - (T_0 - \Delta t_1) = N_X T_0 + \Delta T_X \quad (12.1)$$

Величината $\Delta T_X = \Delta t_2 + \Delta t_1 - T_0$ в уравнение (12.1) има смисъла на абсолютна грешка от преобразуването на периода T_X в код N_X . Тази грешка, поради несинхронизираността между честотата на входния сигнал и честотата на кварцовия генератор е със случаен характер. Нейната стойност е ограничена от две гранични стойности:

$\Delta T_X = -T_0$ (при $\Delta t_2 = \Delta t_1 = 0$) и $\Delta T_X = +T_0$ (при $\Delta t_2 = \Delta t_1 = T_0$), за които случаи уравнение (12.1) може да се представи във вида:

$$T_X = N_X T_0 \pm T_0 = T_0(N_X \pm 1) \quad (12.2)$$

Причина за възникването на тази грешка е използвания цифров метод на преобразуване - чрез квантована мярка (величината T_0), поради което тя се нарича методична грешка от квантоване.

Абсолютната стойност на грешката от квантоване ще се намира в границите:

$$(\Delta T_X)_{KB} = \pm T_0, \quad (12.3)$$

а нейната относителна стойност:

$$(\delta T_X)_{KB} = \delta_{KB} = \pm T_0 / T_X = \pm 1 / N_X, \quad (12.4)$$

Минималната стойност на образцовата честота f_0 , обозначаваща зададена максимално допустима относителна грешка от квантоване се определя от формула (12.4) за случая на най-малкия период T_X (долната граница на измервателния обхват):

$$f_0 = 1/T_0 \geq 1 / (T_X)_{MIN} \cdot (\delta_{KB})_{MAX} \quad (12.5)$$

Ако поради ограниченото бързодействие на брояча, понататъшното увеличаване на честота f_0 е невъзможно, то за повишаване на точността се използва синхронизация на началото на временния интервал T_X с импулсите на образцовата честота ($\Delta t_1 \rightarrow 0$) и се прави допълнителна оценка на големината на интервала Δt_2 . Такава синхронизация, обаче, на практика се реализира достатъчно сложно. Значително по-просто относителната грешка от квантоване може да се намали чрез осредняване на резултатите от измерване на n на брой периоди T_X . Това се осъществява чрез преброяване на импулсите с образцова честота за временен интервал " nT_X ", получен, например, чрез деление на честотата f_X с помощта на делител на честота с коефициент на деление " n ". Резултатът от измерването се получава след разделяне на показанието на брояча на числото " n " (за целта, числото " n " обикновено се избира равно на: $n=10^m$, където m е цяло положително число, при което операцията "деление" се свежда до преместване на десетичната точка в резултата). Максималната относителна грешка от квантоване в този случай ще бъде:

$$\delta_{KB} = \pm T_0 / nT_X \quad (12.6)$$

т.е. намалява се " n " пъти, но за сметка на " n " пъти увеличение времето за измерване, както и за сметка на увеличаване на разрядността на брояча.

В *ЦИУ* за измерване на временни интервали статичната инструментална грешка ще се определя главно от неточността и нестабилността на образцовата честота f_0 и от грешката на формиране на управляващия импулс с продължителност T_X . Последната се обуславя от несъвършенството на усилвателя-формировател *УФ* и на управляващото устройство *УУ*. Адитивната грешка на *УФ* довежда до несиметричност на полупериодите на изхода му, а инерционността на *УФ* и *УУ* – до трапецовидност на формата на управляващия импулс T_X . При това положение се появява зависимост на времето за затваряне на ключа *K* от това, на какво ниво на входния управляващ импулс T_X той се затваря и отваря. При измерване на период, тази грешка се компенсира в голяма степен от това, че при затваряне и отваряне ключът закъснява с приблизително равни времена (обикновено скоростите на нарастване и спадане на фронтите на цифровите схеми са приблизително равни). Статичната инструментална грешка, дължаща се на неточността и нестабилността на образцовата честота f_0 може да се направи пренебрежимо малка ($< 10^{-4}$ %), при използване на кварцово стабилизиране на образцовата честота f_0 . При това положение, основна съставляваща на сумарната статична грешка при цифровите периодомери се явява грешката от квантоване на временния интервал T_X .

Измерването на продължителност на импулси се извършва по аналогичен начин. В този случай, *УУ* трябва да затваря ключа *K* за време, равно на продължителността на импулса. Тук следва да се отбележи, че намаляването на грешката от квантоване в повечето случаи не може да се осъществи чрез осредняване, както бе показано по-горе при измерването на периоди. Освен това, неидеалността на *УФ* и *УУ*, описана по-горе, води до появата на значителна по стойност статична инструментална грешка и следва да се вземат специални мерки за нейното намаляване.

12.3. Цифрови честотомери

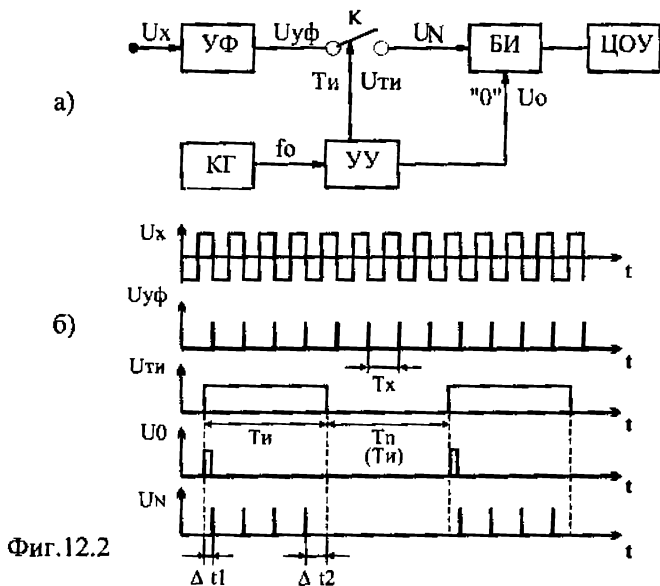
Цифровите честотомери *ЦЧ* служат за измерване на средната или моментната стойност на честотата на периодичен сигнал, както и на абсолютното или относително ѝ отклонение спрямо някаква нейна номинална стойност. Обикновено за практиката представлява интерес средната стойност на честотата. Най-често цифровото измерване на средната стойност на честотата се извършва чрез

преброяване на периодите T_X на сигнала с неизвестната честота $1/T_X$, в продължение на даден измервателен времеен интервал $\gg T_X$. В резултат, полученото число N_X се оказва пропорционално на измерваната честота f_X : $N_X = T_M f_X$. По този принцип се реализират две разновидности на цифрови честотомери: ЦЧ без прилепване на измервателните интервали (ЦЧ без памет) и ЦЧ с прилепване на измервателните интервали (ЦЧ с памет). При ЦЧ без прилепване на измервателните интервали, след измервателния интервал T_M формира пауза, през което време (обикновено регулируемо) индицира резултатът от измерването. След изтичането на времето на паузата, броячът се нулира и се стартира следващия измервателен интервал. Тъй като за възприемане на показаниято от оператора е необходимо време във паузата поне няколко секунди, през което се губи информацията за измерваната величина, при такъв алгоритъм на работа възниква грешка от дискретизация. При ЦЧ с прилепване на измервателните интервали, измервателните интервали T_M следват непосредствено един след друг, като в края на всеки измервателен интервал, съдържанието на брояча се прехвърля в памет, след което броячът се нулира и веднага се стартира следващия измервателен интервал. При такъв алгоритъм на работа практически отсъства грешка от дискретизация на средната стойност на честотата.

На *Фиг. 12.2* са дадени структурната схема и времедиаграмите на ЦЧ за средна стойност без прилепване на измервателните интервали. На базата на генерирания от кварцовия генератор KI сигнал с образцова честота, управляващото устройство $УУ$ изработва правоъгълен импулс с продължителност T_M , в течение на който се затваря ключът K и входните импулси с честота f_X , (формирани от входното напрежение U_X с помощта на усилвател-формировател $УФ$), постъпват на входа на брояча на импулси $БИ$. След отваряне на ключът K следва пауза – временния интервал T_H , през време на която съдържанието на $БИ$ не се изменя и може да бъде отчетено от оператора с помощта на цифрово-отчетното устройство $ЦОУ$. В частност, ако измервателният интервал T_H е достатъчно голям (една или повече секунди), то паузата може да бъде равна на T_M , при което управляващото устройство може да се реализира много просто – например, за целта може да се използва броячен тригер, на чийто броячен вход се подава честота $f_0 = 1/T_M$. За да не се натрупват резултатите от измерванията в брояча, в началото на всеки следващ

измервателен интервал T_X броят $БИ$ трябва да се нулира, което се извършва по команда от изход "0" на управляващото устройство УУ. От времедиаграмите (Фиг. 12.2-б) се вижда, че броят на импулсите с честота f_X , постъпили за времето T_H в брояча БИ, е пропорционален на неизвестната честота, т.е.:

$$N_X = T_H/T_X = T_H f_X \quad (12.7)$$



Фиг. 12.2

При цифровото измерване на честота по метода от Фиг. 12.2 възниква грешка от квантоване, аналогично на цифровото измерване на времеен интервал. От време-диаграмите на Фиг. 12.2-б можем да запишем, аналогично на уравнение (12.2):

$$T_H = N_X T_X \pm T_X = T_X (N_X \pm 1), \text{ от където:} \quad (12.8)$$

$$f_X = 1/T_X = (N_X \pm 1)/T_H \quad (12.9)$$

Абсолютната стойност на грешката от квантоване ще бъде:

$$(\Delta f_X)_{KB} = \pm 1/T_H, \quad (12.10)$$

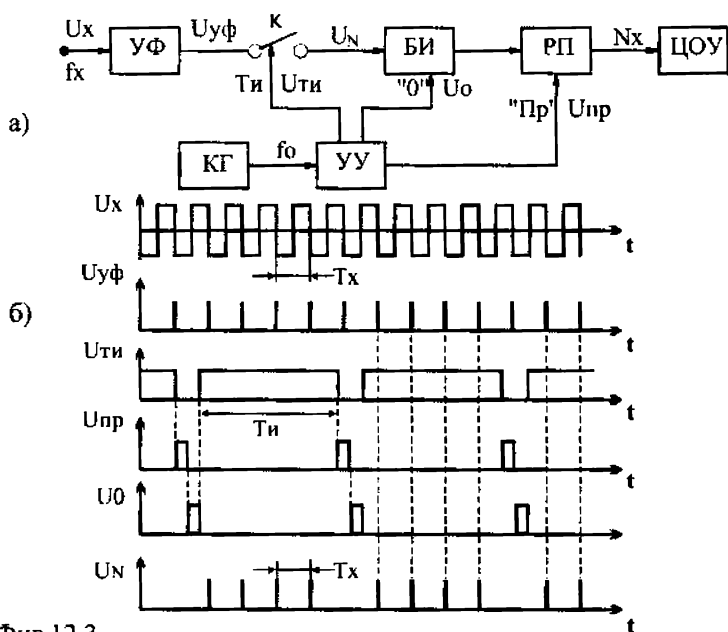
а нейната относителна стойност:

$$(\delta f_X)_{KB} = \pm T_X/T_H = \pm 1/N_X, \quad (12.11)$$

Предимства на ЦЧ без прилепване на измервателните интервали са простотата на управляващото устройство и липсата на памет. Съществени негови недостатъци са голямата дискретизация на

входния сигнал (периодът на дискретизация се определя от измервателния интервал T_H и времето, необходимо за възприемане на информацията от оператора, през което време не се извършва измерване на честотата).

ЦЧ за средна стойност с прилепване на измервателните интервали позволява периодът на дискретизация да се сведе до T_H .



Фиг.12.3

На Фиг.12.3 са показани структурната схема и времедиаграмите на такъв честотомер. Характерно за него е това, че измервателните временни интервали T_H са разделени с малка пауза, необходима единствено за прехвърляне съдържанието на БИ в регистъра-памети РП и нулиране на БИ. В частност, такава пауза може въобще да отсъства, като измервателните интервали T_H следват непосредствено един след друг, а операциите "прехвърляне" и "нулиране" на съдържанието на брояча се извършват в началото на всеки измервателен интервал.

Трябва да се отбележи, че разгледаните ЦЧ за средна стойност не са ефективни при ниски честоти, поради нарастването на

решката от квантоване (формула 12.11). За това, при ниски честоти целесъобразно да се използват *ЦЧ* за моментна стойност, при които е измерва периодът T_X , а честотата $f_X = 1 / T_X$ се получава по числителен път.

12.4. Цифрови фазомери

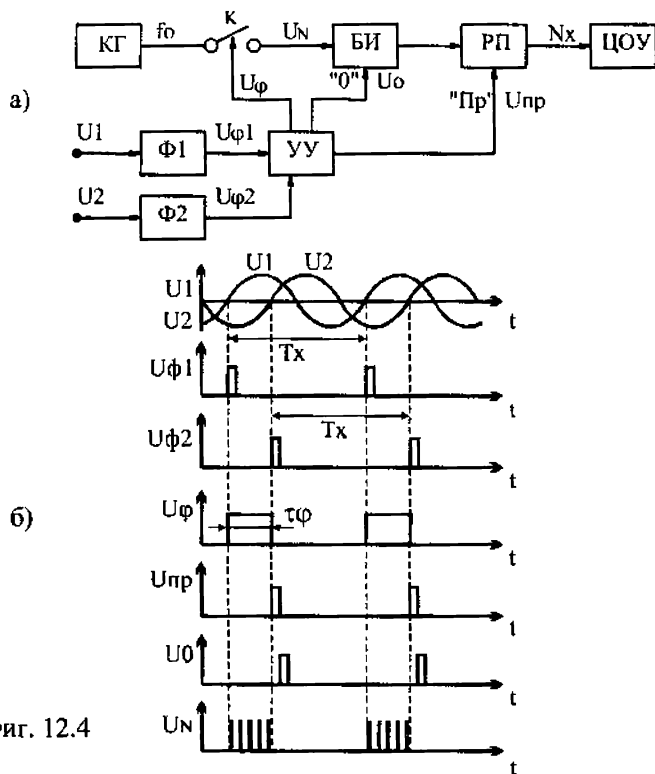
Цифровите фазомери (*ЦФ*) се използват при снемане на фазо-местотните характеристики на динамични звена, при изследване на различни импулсни устройства, при точни измервания на ъглови премествания и други. В практиката се използват цифрови фазомери за моментна стойност *ЦФМС* и цифрови фазомери за средна стойност *ЦФСС* на фазовата разлика. Най-често в практиката се измерва моментната фазова разлика между две периодични колебания с еднаква честота, дефинирана като относителна (спрямо периода на колебанията) стойност на временния интервал между две съседни точки от колебанията, имащи еднаква фаза:

$$\varphi = 2\pi\tau_\varphi / T_X \text{ [rad]} \quad (12.12)$$

където $T_X = 1/f_X$ е периодът на колебанията, а τ_φ - временния интервал между две съседни точки от колебанията, имащи еднаква фаза. Най-често за “точки с еднаква фаза” се определят моментите на еднопосочно преминаване на колебанията през “нулата”

Принципът на действие на *ЦФМС* се пояснява от структурната схема и времедиаграмите, представени на *Фиг.12.4*. Изследваните сигнали U_1 и U_2 постъпват на формироващите $\Phi 1$ и $\Phi 2$, които генерират импулсите $U_{\varphi 1}$ и $U_{\varphi 2}$, съответстващи на моментите на еднопосочните преходи на сигналите през нулата. Тези импулси постъпват на *УУ*, което формира следните управляващи сигнали:

- импулси “ U_φ ” с продължителност τ_φ управляващи ключа *K*;
- сигнал “ U_{PP} ” за препис в регистъра-памет *РП* на отброените от брояча на импулси *БИ* импулси N_φ с образцова честота f_0 ;
- сигнал “ U_0 ” за нулиране на брояча на импулси *БИ*.



Фиг. 12.4

Както се вижда от *Фиг.12.4*, измерването на фазовата разлика се свежда до измерване на времеви интервал. Следователно, определяне на времеви интервал τ_φ можем да използваме уравнение (12.2):

$$\tau_\varphi = N_\varphi / f_0 \quad (12.13)$$

и замествайки в (12.12) да определим фазовата разлика φ :

$$\varphi = 2\pi\tau_\varphi / T_X = 2\pi N_\varphi f_X / f_0, \quad (12.14)$$

където $f_X = 1/T_X$ - честотата на изследваните колебания.

От (12.14) се вижда, че за изчисляването на фазовата разлика на базата на измерената стойност на интервала τ_φ е необходимо да се осигури едно от следните условия:

А/ Постоянство на честотата f_X . В този случай може да се реализира цифров фазомер само за една конкретна, предварително известна честота.

Б/ Постоянство на отношението на честотите f_X/f_0 . В този случай, в цифровия фазомер честотата f_0 се получава от честотата f_X с помощта на умножител на честота: $f_0 = k f_X$.

В/ Да се измери по аналогичен на τ_φ начин периодът на изследвания сигнал: $T_X = N_{Tx} / f_0$ и фазовата разлика да се изчисли по формулата:

$$\varphi = 2\pi\tau_\varphi / T_X = 2\pi N_\varphi / N_{Tx}, \quad (12.15)$$

Най-широко разпространение е намерил последния принцип на измерване на фазовата разлика.

От принципа на действие на цифровите фазомери е очевидно, че сумарната грешка от квантоване се определя главно от грешката от квантоване на временния интервал τ_φ . При зададена максимално допустима грешка от квантоване измервателния обхват на фазомера се ограничава отдолу. За намаляване на грешката от квантоване, респективно за увеличаване на измервателния обхват, се използват цифрови фазомери за средна стойност ЦФСС, при които временният интервал τ_φ съответстваш на измерваната фазова разлика се осреднява за няколко (10, 100 1000 ...) периода на сигналите – виж раздел 12.2. Такива фазомери се наричат още сумиращи или интегриращи.

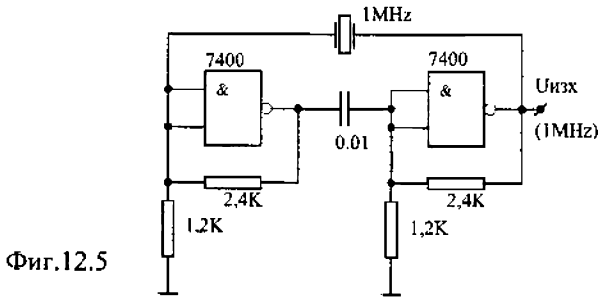
От представените структурни схеми на цифрови измерватели на временни интервали, честотомери и фазомери се вижда, че тези цифрови уреди съдържат много еднотипни функционални възли. Това позволява с минимални апаратни загуби да се създават универсални уреди, измерващи (според избрания режим на работа) честотата или периода на периодични сигнали, продължителността на временни интервали, отношението на честоти или периоди, фазовата разлика, броят на импулсите за определено време, така също и генериращи опорни временни интервали или честоти. Такива уреди са разпространени под названията “Универсални броячи” или още “Таймери”.

12.5. Описание на експерименталната схема на универсален брояч.

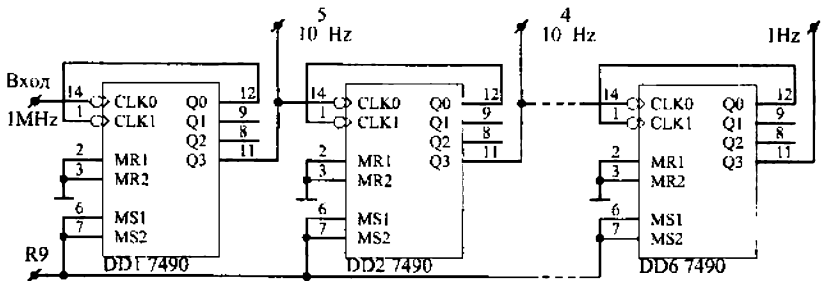
Експерименталният макет съдържа всички необходими възли и елементи за реализиране на описаните в теоретичната част цифрови

структури за измерване на честотно-временните параметри на сигналите.

На Фиг.12.5 е дадена принципната схема на кварцов генератор КГ, генериращ правоъгълни импулсни сигнали с честота 1MHz. Той е реализиран на базата на два двуходови логически елемента И-НЕ (интегралната схема ИС SN7400).

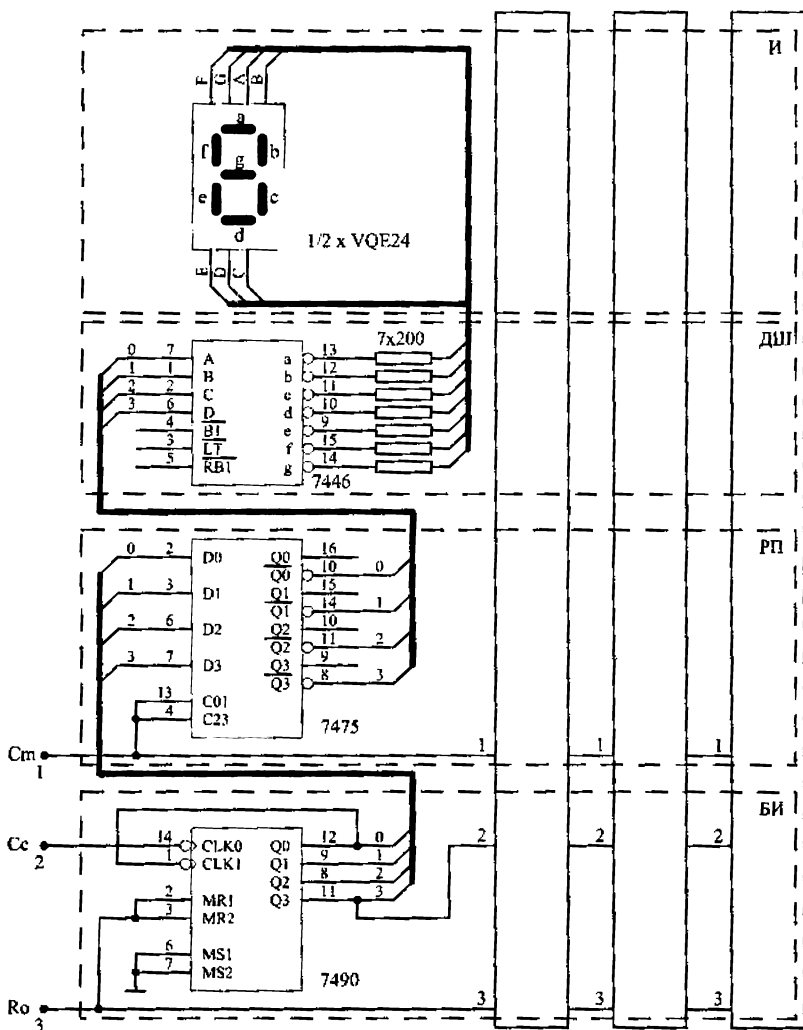


Фиг.12.5



Фиг.12.6

На Фиг.12.6 е дадена схемата на десетичен делител на честота ДЧ, изграден от шест десетични брояча (6 x ИС SN7490), с помощта на който се получават правоъгълни импулсни сигнали с честоти съответно: 10^6 , 10^5 , 10^4 , 10^3 , 10^2 , 10 и 1 Hz. Делителят на честота ДЧ има изведен вход "R₉", с помощта на който, при подаване на логическа единица, всички броячи се установяване в състояние "9" – последното състояние на брояча, преди препълване.



Фиг. 12.7

На Фиг. 12.7 е дадена принципната схема на брояча на импулси БИ, регистъра-памет РИ и цифровото отчетно устройство ЦОУ. Броячът на импулси БИ е реализиран с четири асинхронни двоично-

десетични брояча - 4 x ИС SN7490, като освен вход за броење (предвиден и вход R_0 , с помощта на който броячът може да се нулира чрез подаване на логическо ниво "1" Регистърът-памет PII се състои от четири четирибитови памети - 4 x ИС SN7475, всяка от които се състои от четири тригера-памети. Регистърът-памет PII е снабден с входа за препис C_M , с помощта на който, чрез подаване на логическо ниво "1", съдържанието на брояча на импулси $БИ$ се записва в регистъра-памет PII . Цифровото отчетно устройство $ЦОУ$ съдържа дешифратор $Дш$ - 4 x ИС SN7446 за преобразуване на записания в PII двоично-десетичен код в седемсегментния код на светодиодните индикатори $И$: 2 x $VQE24$.

Тъй като за изпълнение на практическите задачи са необходими сигнали за измерване, в лабораторния макет е включен и регулируем импулсен генератор. Неговата принципна схема и времедијаграми са показани на *Фиг.12.8*.

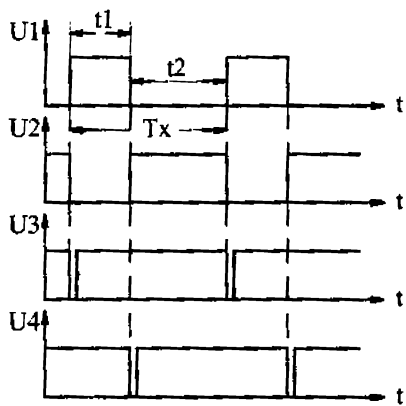
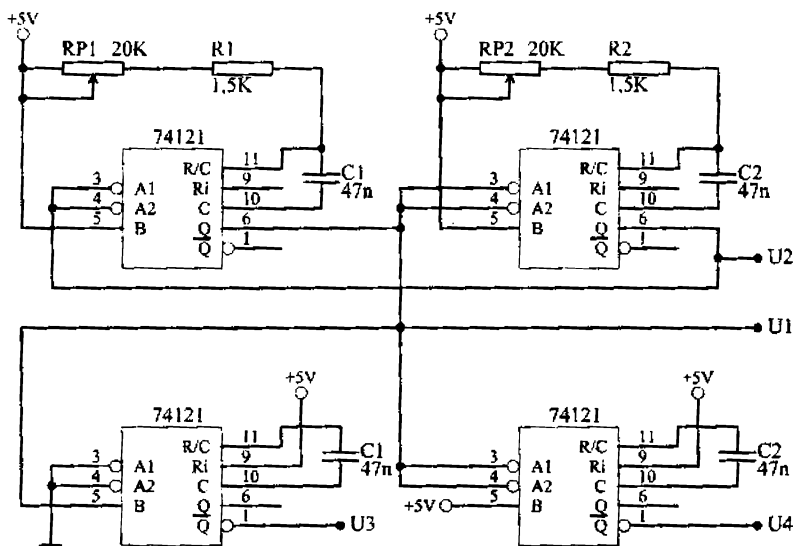
Импулсният генератор от *Фиг.12.8* съдържа мултивибратор, осъществен с помощта на два чакащи мултивибратора 2 x ИС SN74121, като с помощта на потенциометрите $RP1$ и $RP2$ могат да се регулират продължителността на времената t_1 и t_2 и съответно честота $f_x = 1/T_x$ на генерираните импулси $U_1(t)$ и $U_2(t)$. Чрез още два моновибратора се получават импулсите $U_3(t)$ и $U_4(t)$ дефазирани едно спрямо друго на $\varphi = 2\pi t_1 / T_x$.

За реализиране на управляващото устройство $УУ$, в експерименталния макет са включени още:

броячен тригер (използван е J - K -тригер ИС SN7472) с изведени броячен вход, сработващ по спадания фронт на входния импулс и входове "R" (нулиране) и "S" (установяване в състояние "1"), задействащи се от логическо ниво "0";

два моновибратора (2 x ИС SN74121), сработващи по спадания фронт на входния импулс и генериращи единични импулси с продължителност около 0.5 μ s;

- два двувходови логически елемента "И-НЕ" - ИС SN7400.



Фиг.12.8

12.6. Задачи за лабораторно упражнение

12.6.1. На базата на наличните в експерименталния макет стандартни функционални възли и логически елементи да се синтезират принципните схеми на цифров честотомер (със и без прилепване на измерваните интервали), цифров периодомер, цифров измервател на продължителност на импулси и цифров фазомер.

12.6.2. Да се реализират синтезираните схеми от точка 12.6.1 и се проведат контролни измервания за няколко различни стойности на входната величина и изпълнение, изпълнявайки условието за минимална грешка от квантоване.

12.6.3. Да се начертаят времедиаграмите на сигналите в характерните възли на реализираните схеми от точка 12.6.1.

12.7. Контролни въпроси

12.7.1. Какви предимства дава използването на честотно-временните параметри на сигналите като информативни?

12.7.2. Защо при измерване на продължителност на импулси несъвършенствата на УФ водят до появата на значително по-голяма статична инструментална грешка, отколкото при измерване на период?

12.7.3. Каква е разликата между грешка от квантоване и грешка от дискретизация?

12.7.4. Какви методи за намаляване на грешката от квантоване познавате?

12.7.5. Какви предимства и недостатъци имат цифровите честотомери със и без прилепване на измервателните интервали.

12.7.6. Какви разновидности на реализиране на цифрови фазомери за моментна стойност може да посочите?

ХІІІ. ЦИФРОВИ ВОЛТМЕТРИ С ДВУТАКТНО ИНТЕГРИРАНЕ

Темата разглежда метода на аналого-цифровото преобразуване на постоянното напрежение с двутактно интегриране, а също така, схемотехниката, приложението и метрологичните възможности на интегрален аналого-цифров преобразувател 7107(6) (Intersil, Maxim) и КР572ПВ2(5) (Русия)

13.1. Принцип на действие на цифровите волтметри с двутактно интегриране

Цифровите волтметри с двутактно интегриране (ЦВДИ) заедно с цифровите волтметри с уравновесяващо преобразуване и с поразрядно кодиране са получили до този момент най-широко разпространение. Основните характеристики на ЦВДИ са високата точност и шумозащитеност при неголямо бързодействие, поради което се използват главно в автономните измервателни уреди.

На *Фиг. 13.1* са представени опростената структурна схема и времедиаграмите, поясняващи работата на ЦВДИ.

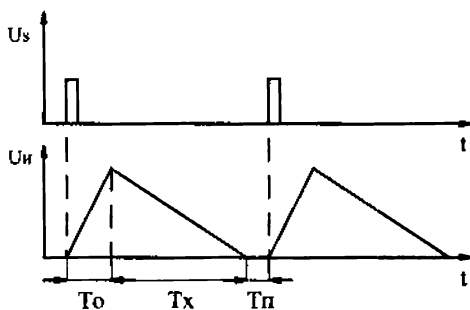
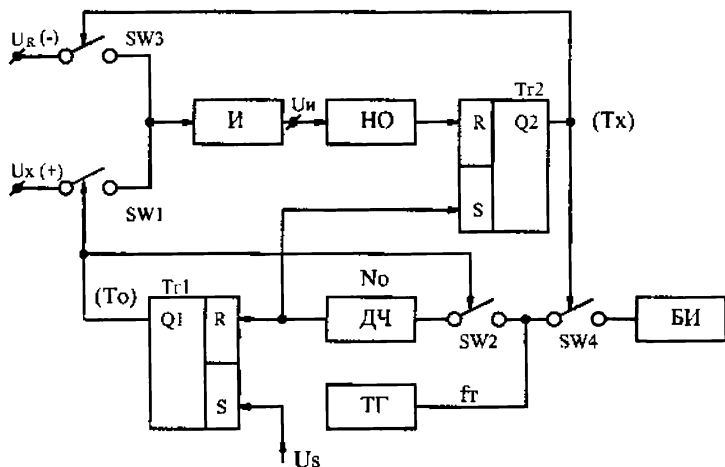
Измервателното преобразуване в ЦВДИ се извършва в три такта: пауза T_n , първи такт T_0 интегриране на измерваното напрежение U_x и втори такт T_x интегриране на опорното (референчното) напрежение U_R .

През паузата T_n електронните ключове $SW1 \dots SW4$ са отворени, тригерите $Tz1$ и $Tz2$, броячът на импулси $БИ$ и делителят на честота $ДЧ$ са нулирани, а изходното напрежение на интегратора е нула. Началото на първият такт на интегриране T_0 се формира след постъпване на стартов импулс U_S : тригерът $Tz1$ се обръща в състояние "1", с което се затварят ключовете $SW1$ и $SW2$, започва интегрирането на входното напрежение U_x и броенето на тактовите импулси f_T от делителя на честота $ДЧ$. Краят на първия такт се формира при появяването на импулса на препълване на изхода на делителя на честота $ДЧ$, с коефициент на деление N_0 :

$$T_0 = T_T \cdot N_0 = \frac{N_0}{f_T} \quad (13.1)$$

Импулсът на препълване на $ДЧ$ едновременно обръща тригера $Tz1$ в състояние "0", а тригера $Tz2$ - в "1", при което ключовете $SW3$ и $SW4$ се затварят, а $SW1$ и $SW2$ се отварят и се формира началото на втория такт на интегриране T_x . По време на T_x на входа на интегратора I се

подава опорното напрежение U_R с полярност, обратна на входното напрежение U_X , а на входа на **БИ** - тактовите импулси f_T . Краят вторият такт на интегриране T_X се формира при достигане изходното напрежение до нулата, при което нулевият орган // (компаратор на нулата) връща тригера T_2 в състояние "0" и затварят ключовете $SW3$ и $SW4$.



Фиг.13.1

Продължителността на втория такт T_X може да се определи от следното уравнение: $U_H(0) + \frac{1}{\tau} \int_0^{T_X} (-U_R) dt = 0$, (13.2)

където τ - времеконстанта на интегратора, а $U_H(0)$ - началната стойност на изходното напрежение на интегратора, формирана в края на първия такт на интегриране T_0 :

$$U_H(0) = \frac{1}{\tau} \int_0^{T_0} U_X dt \quad (13.3)$$

При постоянни U_X и U_R , съвместното решение на (13.2) и (13.3) дава следния резултат за T_X :

$$T_X = T_0 U_X / U_R = N_0 U_X / f_T U_R, \quad (13.4)$$

от където се вижда, че се извършва линейно аналогово преобразуване на напрежението U_X във временен интервал T_X .

Аналого-цифровото преобразуване в този тип волтметри се извършва чрез квантоване и кодиране на T_X с помощта на тактовия генератор $TГ$ и брояча на импулси $БИ$. Така, през ключа $SW4$, затворен за времето T_X , в брояча на импулси $БИ$ постъпват N_X импулси:

$$N_X = f_T T_X = f_T (N_0 U_X / U_R f_T) = N_0 U_X / U_R \quad (13.5)$$

Следователно, полученото число N_X в $БИ$ се оказва също строго пропорционално на измерваното напрежение U_X . Нещо повече, поради това, че за формирането на T_0 и за квантоването на T_X се използва една и съща честота f_T , последната не участва в уравнението на преобразуване (13.5). Следва да се отбележи, обаче, че това твърдение е вярно само при условие, че f_T не се променя за времето на двата интервала T_0 и T_X .

Основните източници на инструментална грешка, освен нестабилността на опорното напрежение U_R са неидеалността на интегратора (нелинейност и адитивна грешка), неидеалността на компаратора (адитивна грешка) и неравенството на съпротивленията на затворените ключове $SW1$ и $SW3$, довеждащо до неравенство на времеконстантите на интегратора в двата такта на интегриране.

Методичната грешка на $ЦВДИ$ се проявява в статичен режим като грешка от квантоване на временния интервал T_X и в динамичен режим - като грешка от дискретизация с интервал на дискретизация

$T_d = T_{II} + T_0 + T_X$. Освен това, тъй като през времето T_0 интегриране на входното напрежение U_X , последното се променя записаното в *БИ* число N_X ще бъде пропорционално на средната стойност на U_X за интервала на интегриране T_0

$$N_X = \frac{N_0}{U_R} \cdot \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} U_X(t) dt, \quad (13.6)$$

който резултат се използва при съвместното решаване на (13.3) и (13.5) за $U_R = const$ и $U_X = U_X(t)$.

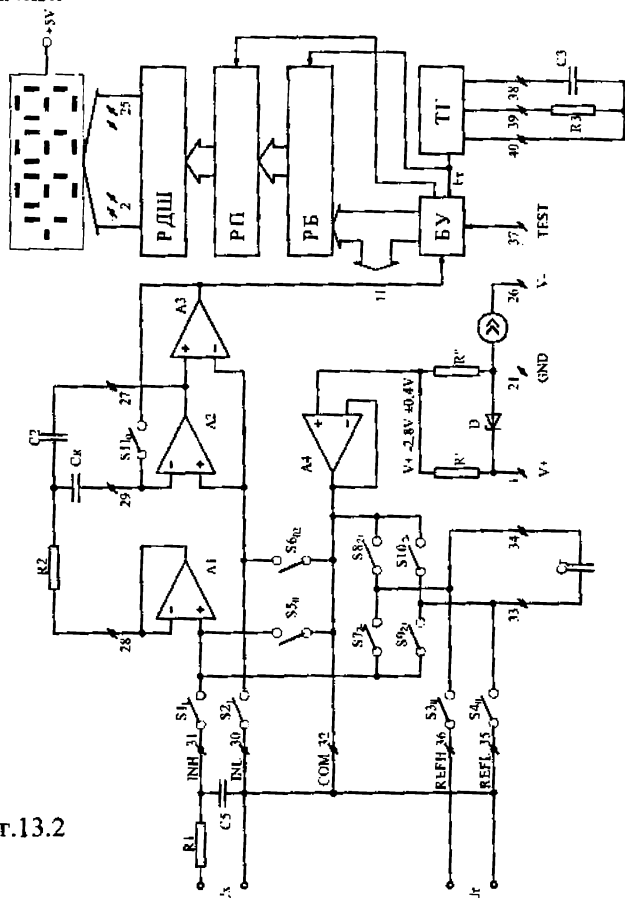
Уравнението на преобразуване (13.6) на *ЦВДИ* в динамичен режим определя принадлежността му към динамичните преобразуватели. Характерна особеност на *ЦВДИ* е това, че времето за интегриране (T_0) е фиксирано, което означава, че всички хармонични съставлящи на входния сигнал, с период $T_k = T_0/n$ ($n = 1, 2, 3, \dots$) се подтискат напълно, като не участват в крайния резултат на измерването. Това свойство на *ЦВДИ* може да се използва за повишаване на тяхната шумозащитеност. Така например, в повечето случаи, времето за интегриране T_0 се прави равно или кратно на 20 ms, вследствие на което, шумовете с промишлена честота (50Hz) или кратните на нея, смесени с измервания постоянен сигнал се подтискат напълно.

Посочените по-горе свойства на *ЦВДИ* позволяват да се постигне клас на точност от порядъка на 0,05 и по-висок.

13.2. Описание на интегрален аналого-цифров преобразувател с двукратно интегриране ICL 7107.

На *Фиг.13.2* е показана опростената структурна схема на интегралния *АЦП* с двукратно интегриране *KP572ПВ2 (ICL 7107)*. *АЦП* съдържа аналогова и цифрова част. Аналоговата част е съставена от буферен операционен повторител *A1*, интегратор с операционен усилвател *A2*, компаратор *A3*, възел за формиране на общ потенциал с операционен усилвател *A4* и система от аналогови ключове *S1...S11*. Цифровата част е съставена от блок за управление *БУ*, тактов генератор *ТГ*, регистър броячи *РБ*, регистър памети *РП* и регистър дешифратори *РДШ*. Микросхемата се допълва с няколко външни компонента: резистори, кондензатори и седем сегментни светодиодни индикатори (*ICL 7107* и *KP572ПВ2*) или седем сегментни течнокристални индикатори (*ICL 7106* и *KP572ПВ5*).

Времето на интегратора се определя от външните елементи R_2 и C_2 . Кондензаторът C_K се използва във веригата за корекция на остатъчното напрежение (адитивната грешка) на усилвателите $A1$, $A2$ и $A3$. Върху кондензатора C_R се запомня външното опорно напрежение U_R . Елементите R_3 и C_3 определят честотата на тактовия генератор $ТГ$. На входа на АЦП може да се включи нискофреkwотен пасивен филтър R_1C_1 за изглаждане на входния сигнал.



Фиг.13.2

АЦП от Фиг.13.2 има галванически развързани диференциални входове за измерваното и опорното напрежение U_X и U_R . Синфазните

Общата продължителност на цикъла на преобразуване на АЦП е 4000. $T_T = 16000$. Така, ако се осъществи $f_R = 40$ kHz, то цикълът на преобразуване е 0,4s, от тях $T_0 = 0,1s$, $T_X = 0 \dots 0,2s$ и $T_T = 0,3 \dots 0,1s$. Желателно е, както беше отбелязано по-горе, да се използва такава честота f_R , при която продължителността на първия такт T_0 е кратна на периода на мрежовото напрежение (20 ms), с което АЦП става нечувствителен към шумове от мрежата, смесени с входното измервано напрежение.

Диапазонът на входното напрежение на АЦП е от $-2U_R$ до $+2U_R$. Знаците “+” и “-“ на изводите 31 и 30 означават следното: ако полярността на U_X съвпада с тези знаци, то резултатът от преобразуването ще бъде положителен, а в обратният случай отрицателен. Препоръчва се опорното напрежение U_R да има стойност 1V и 0,1V. При $U_R = 1V$ диапазонът от входни напрежения ще бъде $\pm 1.999V$, а при $U_R = 0,1V$: $\pm 0.1999V$.

От уравнението на преобразуване (13.5) на АЦП, следва, че в първо приближение времеконстантата на интегратора $\tau(R_2 \cdot C_2)$ не оказва влияние на резултата от измерването. Това, обаче, е вярно при условие, че интеграторът и компараторът не излизат от линейната част на своите характеристики на преобразуване. При свързване на АЦП по схемата от Фиг.13.2, изходното напрежение на интегратора не следва да превишава $\pm 2V$ относно общия потенциал *COM*. Ако общият потенциал *COM* е съединен с масата *GND* то се допуска двойно по-голяма амплитуда на изменение на изходното напрежение на интегратора. В частност се препоръчва, при $f_T = 40$ kHz, C_2 да бъде 0.1 μF , а R_2 да е равно на: 47 k Ω при $U_{XH} = \pm 0,2V$ или 470 k Ω при $U_{XH} = \pm 2V$.

Както беше казано по-горе, входовете U_X и U_R на АЦП са диференциални и ако се използват като такива, напрежението на която и да е клемата на тези входове трябва да се намира в границите между захранващото напрежение.

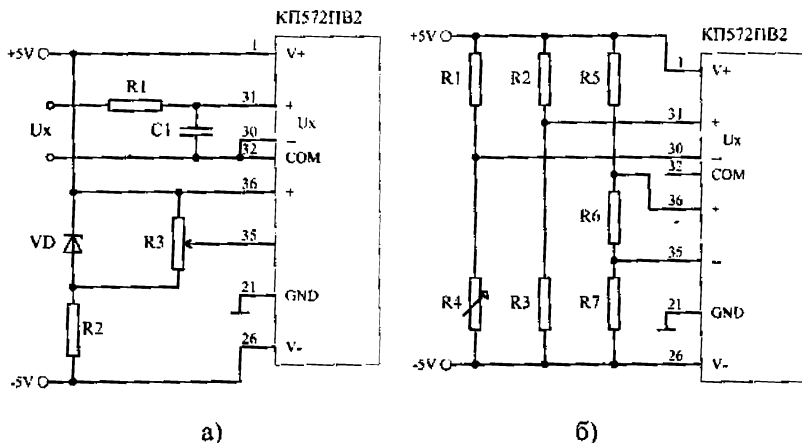
Препоръчва се, ако е възможно, нископотенциалните клемите на тези входове да се свързват с общия потенциал *COM*, както това е направено на Фиг.13.2.

На Фиг.13.3 са показани още две схеми на включване на напреженията U_X и U_R към АЦП КР572ПВ2.

На Фиг.13.3-а. измерваното напрежение U_X се подава спрямо общия потенциал *COM*, а опорното напрежение U_R , получено с

помощта на стабилитрона VD и потенциометъра R_3 , няма обща точка с общия потенциал.

На Фиг.13.3-б U_X и U_R нямат обща точка с общия потенциал COM . В този случай, АЦП се използва за измерване на напрежението на неравновесие на резистивния мост $R1...R4$. Тъй като захранващото напрежение на моста в случая се използва и за получаване на опорно напрежение U_R (с помощта на делителя $R5...R7$), резултатът от измерването се оказва инвариантен спрямо захранващото напрежение на моста.

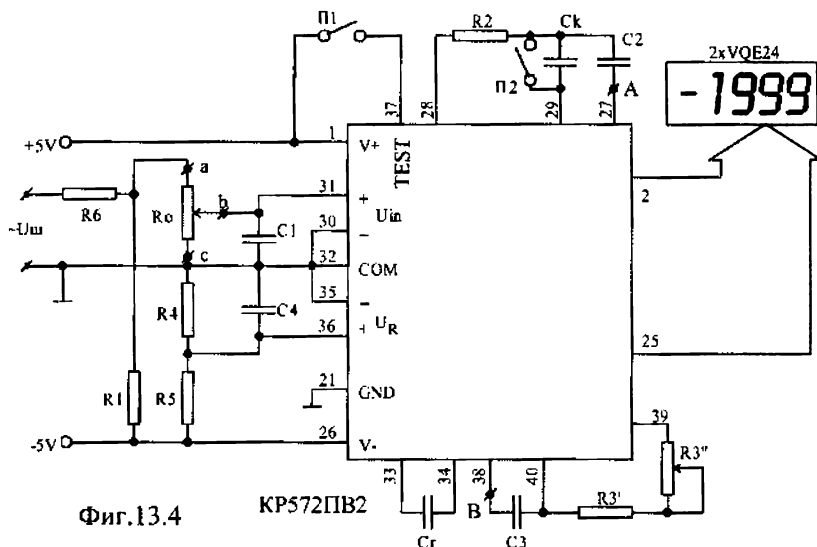


Фиг. 13.3

При реализирането на АЦП от този тип следва да се има в предвид това, че към интегриращия кондензатор $C2$ се предявява изискването да има малка диелектрична абсорбция. Така, според литературни данни, при използването на керамични кондензатори грешката от нелинейност на АЦП е от порядъка на 0,1%, ако се използват полистиролни или полипропиленови - съответно 0,01% и 0,001%. Изходният код и съответните изходни стъпала на АЦП $KP572PB2$ ($ICL7107$) обезпечават непосредствено управление на светодиодни индикатори с общ анод. Произвежда се, също така, и АЦП $KP572PB5$ ($ICL7106$), който се само по това, че изходите му за управление са предназначени за течнокристални индикатори.

13.3. Описание на опитната постановка за лабораторно упражнение

Принципната схема на опитната постановка е представена на Фиг.13.4. В нея е използвана идеята на АЦП от Фиг.13.3-б, с което отпада необходимостта от използването на стабилен източник на напрежение за формиране на опорно напрежение U_R .



Входното напрежение U_X се задава с помощта на резистора R_1 и външния потенциометър R_0 . Опорното напрежение се формира от отрицателното захранващо напрежение ($-5V$) с помощта на резисторите R_4 и R_5 .

Кондензаторите C_1 и C_4 са предназначени за изглаждане на пулсациите на входното U_X и опорното U_R напрежения. С помощта на външно променливо напрежение $\sim U$ с промишлена честота ($50Hz$) и резистора R_6 се формира "шумово" входно напрежение за изследване на шумоподтискащите свойства на АЦП. С помощта на променливия резистор R_3'' може да се променя в известни граници честотата на генератора f_T . С помощта на ключа $\Pi 1$ може да се тества АЦП. Изходите на интегратора и тактовия генератор са изведени съответно на контролните точки A и B . Предвидена е възможност за даване "накъсо" на коригиращия кондензатор C_K с което се отстранява вътрешната автокорекция. На схемата е изобразено условно свързването на индикаторите към АЦП. Цифровата маса

(извод 21) се свързва с отделен проводник непосредствено към масата на захранващия източник, като по този начин токовете на цифровата част на АЦП и индикаторите не смущава работата на аналоговата част на АЦП.

13.4. Задачи за изпълнение

13.4.1. Да се разучи принципната схема на опитната постановка и да се запишат типа, стойността и толеранса на елементите.

13.4.2. Да се изчисли стойността на опорното напрежение U_R и се определи обхвата на АЦП.

13.4.3. Да се изчислят елементите от схемата R_3 и C_3 при тактова честота $f_T=40$ kHz.

13.4.4. Да се изчислят R_2 и C_2 по данните от 13.2 и 13.3

13.4.5. Да се определи експериментално максималната стойност на приведената грешка от нелинейност на АЦП

13.4.6. Да се извърши настройка на АЦП за максимално подтискане на шумовете с промишлена честота.

13.4.7. Да се определят адитивните грешки на АЦП при включена и изключена автокорекция.

13.5. Контролни въпроси

13.5.1. От какво се определят адитивната и мултипликативната грешки в цифровите волтметри с двукратно интегриране?

13.5.2. От какви съображения се определят стойността на тактовата честота f_T и нейната стабилност?

13.5.3. От какво се определя методичната грешка на цифровите волтметри с двукратно интегриране?

13.5.4. Докажете независимостта на показанието на АЦП от захранващото напрежение (Фиг. 13.3-б.).

13.5.5. Изведете уравнението на преобразуване на АЦП от Фиг.13.4.

МЕТОДИЧНИ УКАЗАНИЯ

1.1. Указания за провеждане на лабораторните упражнения

За нормалното провеждане на лабораторните упражнения, студентите следва да извършат следната предварителна подготовка: подробно да разучат съответната тема, като за целта използват и препоръчаната литература, а също така, да се запознаят със схемата на опитната постановка, задачите и контролните въпроси към темата.

Преди изпълнението на експерименталните задачи, студентите трябва внимателно да обмислят и съставят план на експеримента, включващ предварително теоретично решение на поставените задачи и съставяне на таблици за резултатите от измерванията и изчисленията. След обсъждане с ръководителя на упражнението се пристъпва към експеримента. Експериментът следва да се провежда внимателно, като се следи да не се създадат условия за повреда на опитната постановка и измервателните уреди.

Протоколите (отчетите) се изготвят индивидуално от всеки студент, като те трябва да отговорят на следните условия:

на титулната страница да се поставят трите имена, факултетният номер, групата, курсът и специалността на студента, номерът и наименованието на темата (упражнението), както и длъжността и името на ръководителя на упражнението.

- съдържанието на протокола включва следните основни части: теоретична част, схема на опитната постановка и задачи на упражнението;

изчисленията и експериментално получените резултати, свързани с изпълнението на задачите трябва да бъдат четливо написани и подредени в таблици, като обезателно се отбелязват измервателните единици;

редът за оформяне на протокола трябва да следва реда на задачите на упражнението;

- в края на изпълнението на всяка задача трябва да се направят изводи от проведените експерименти и изчисления;

- графиките на снетите зависимости да се чертаят с молив на милиметрова хартия.

1.2. Указания за разработката на курсовата работа

1.2.1. Съставяне на подробно техническо задание за проектиране.

1.2.2. Обобщено структурно проектиране:

варианти и сравнителен анализ на възможните схемни решения;

избор и обосновка на схемно решение; съставяне на функционална (структурна) схема;

формулиране на техническите изисквания към отделните функционални възли (блокове); съгласуване между блоковете; разпределение на грешките между блоковете.

1.2.3. Проектиране на принципната схема

- съставяне и обосновка на пълна принципна схема;

- изчисление и избор на елементите на принципната схема;

- теоретичен анализ и изчисление на грешките на отделните блокове, в това число: адитивна, мултипликативна и нелинейна грешка; честотна грешка; температурна грешка; грешка от изменение на захранващото напрежение;

определяне на сумарната основна грешка и на сумарните допълнителни грешки;

- евентуални корекции в избора на елементите в принципната схема с цел свеждане на грешките до допустимите по задание;

съставяне на спецификация на елементите на принципната схема.

1.2.4. Изисквания към оформянето, обема и съдържанието на курсовата работа:

обем на работата: около 10...15 стр. обяснителна записка текст, фигури, диаграми и формули със задължително цитиране на литературата, от която са черпени сведенията и разпределена в три части, в съответствие с точки 1,2 и 3;

- компютърни разпечатки или чертежи на пълни структурна и принципна схеми;

- спецификация на елементите на принципната схема;

- списък на използваната литература;

1.2.5. Срокове:

- разширено техническо задание: 3 – та седмица

- структурна схема: 5 – та седмица

- принципна схема: 10 – та седмица

- предаване и защита: 11...13 – та седмица

1.3. Примерни теми за курсова работа по дисциплината “ИЕ”

1. Измервателни усилватели за постоянни напрежения.
2. Измервателни усилватели за променливи напрежения.
3. Диференциални измервателни усилватели.
4. Измервателни изправители за средна стойност.
5. Измервателни изправители за амплитудна стойност.
6. Измервателни изправители за ефективна стойност
7. Преобразуватели на напрежение в ток.
8. Преобразуватели на съпротивление в напрежение.
9. Преобразуватели на съпротивление в ток.
10. Преобразуватели на ΔR в напрежение.
11. Преобразуватели на изменението на съпротивлението в ток.
12. Измервателни усилватели с линеаризация за термодвойки.
13. Преобразуватели на честота в напрежение.
14. Преобразуватели на напрежение в честота.
15. Преобразуватели на съпротивление в период.
16. Преобразуватели на капацитет в период.
17. Преобразуватели на ток в ток с галванично развързване.

1.4. Примерно разширено техническо задание за курсови работи по дисциплината “ИЕ”:

1. Входна величина (пълно описание вид, род, параметри, включително и паразитните параметри на източника на сигнала).

2. Технически условия на работа (описание на основните външни влияещи фактори температура, атмосферно налягане, влажност, захранващо напрежение и други)

2.1. Работна температура: $23 \pm 10 \text{ }^\circ\text{C}$

2.2. Разширен температурен диапазон: $0 \text{ }^\circ\text{C} \dots 23 \text{ }^\circ\text{C} \dots 50 \text{ }^\circ\text{C}$

2.3. Захранващо напрежение:

3. Измервателни обхвати:

3.1. По амплитуда (основен и евентуално - разширен);

3.2. По честота (основен и евентуално - разширен);

4. Изходен сигнал (пълно описание на изходната величина - вид, род, параметри, включително и допустими паразитните параметри).

5. Основна грешка:

6. Допълнителни грешки:

6.1. Допълнителна температурна грешка;

6.2. Допълнителна честотна грешка;

6.3. Допълнителна грешка от нелинейност;

6.4. Допълнителна грешка от изменение на захранващото напрежение;

7. Допълнителни изисквания.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

РЕЗИСТОРЫ И КОНДЕНЗАТОРЫ

Стандартни редове за номинални стойности на резистори (от E3 до E192) и кондензатори (E3, E6, E12, E24)

E3	1.0	2.2	4.7									
E6	1.0	1.5	2.2	3.3	4.7	6.8						
E12	1.0	1.2	1.5	1.8	2.2	2.7	3.3	3.9	4.7	5.6	6.8	8.2
E24	1.0	1.1	1.2	1.3	1.5	1.6	1.8	2.0	2.2	2.4	2.7	3.0
	3.3	3.6	3.9	4.3	4.7	5.1	5.6	6.2	6.8	7.5	8.2	9.1
E48	100	105	110	115	121	127	133	140	147	154	162	169
	178	187	196	205	215	226	237	249	261	274	287	301
	316	332	348	365	383	402	422	442	464	487	511	536
	562	590	619	649	681	715	750	787	825	866	909	953
E96	100	102	105	107	110	113	115	118	121	124	127	130
	133	137	140	143	147	150	154	158	162	165	169	174
	178	182	187	191	196	200	205	210	215	221	226	232
	237	243	249	255	261	267	274	280	287	294	301	309
	316	324	332	340	348	357	365	374	383	392	402	412
	422	432	442	453	464	475	487	499	511	523	536	549
	562	576	590	604	619	634	649	665	681	698	715	732
	750	768	787	806	825	845	866	877	909	931	953	976
	100	101	102	104	105	106	107	109	110	111	113	114
	115	117	118	120	121	123	124	126	127	129	130	132
E192	133	135	137	138	140	142	143	145	147	149	150	152
	154	156	158	160	162	164	165	167	169	172	174	176
	178	180	182	184	187	189	191	193	196	198	200	203
	205	208	210	213	215	218	221	223	226	229	232	234
	237	240	243	246	249	252	255	258	261	264	267	271
	274	277	280	284	287	291	294	298	301	305	309	312
	316	320	324	328	332	336	334	344	348	352	357	361
	365	370	374	379	383	388	392	397	402	407	412	417
	422	427	432	437	442	448	453	459	464	470	475	481
	487	493	499	505	511	517	523	530	536	542	549	556
	562	569	576	583	590	597	604	612	619	626	634	642
	649	657	665	673	681	690	698	706	715	723	732	741
	750	759	768	777	787	796	806	816	825	835	845	856
	866	876	877	898	909	920	931	942	953	965	976	988

Ред на номиналните мощности за постоянните резистори [W]

0.01	0.025	0.05	0.125	0.25	0.5	1.0	2.0	5.0
8.0	10.0	16.0	25.0	50.0	75.0	100.0	250.0	500.0

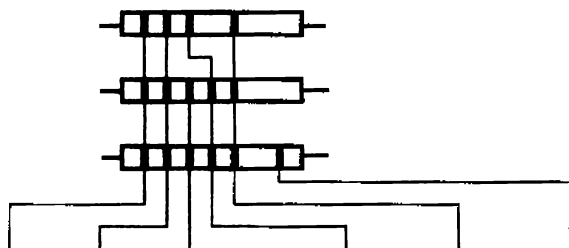
Буквени означения върху резисторите

Базисна единица 1Ω					
Множител	1	10 ³	10 ⁶	10 ⁹	10 ¹²
Означение	R	K	M	G	T

Толеранс [%]	±30	±20	±10	±5	±2	±1	±0.5	±0.25	±0.1
Означение	N	M	K	J	G	F	D	C	B

Пример: 120K F означава: $120 \cdot 10^3 \Omega \pm 1\% = 120 \text{ k}\Omega \pm 1\%$

Система за цветно кодиране на резистори



Цвят	Значещи цифри			х Ω	Точност	t° коеф.
Черно	0	0	0	1	-	
Кафяво	1	1	1	10	1%	100ppm
Червено	2	2	2	100	2%	50ppm
Оранжево	3	3	3	1k	-	15ppm
Жълто	4	4	4	10k	-	25ppm
Зелено	5	5	5	100k	0.5%	-
Синьо	6	6	6	1M	0.25%	-
Виолетово	7	7	7	10M	0.1%	-
Сиво	8	8	8	-	-	-
Бяло	9	9	9	-	-	-
Златно	-	-	-	0.1	5%	-
Сребърно	-	-	-	0.01	10%	-

Буквени означения върху кондензаторите

Базисна единица 1F					
Множител	10^{-12}	10^{-9}	10^{-6}	10^{-3}	1
Означение	p	n	μ	m	F

Толеранс[%]	±50	±30	±20	±10	±5	±2	±1	±0.5	±0.25	±0.1
Означение	S	N	M	K	J	G	F	D	C	B

Буквено означение за работното напрежение

1E	1G	1H	1J	2A	2C	2E	2G
25V	40V	50V	63V	100V	160V	250V	400V
2H	2J	3A	3B	3C	3E	3G	3J
500V	630V	1000V	1200V	1600V	2500V	4000V	6300V

Пример: 220n K 1J: 220 nF ± 10 % 63V

Основни параметри на кондензаторите

Диелектрик Параметър	Полиестер	Поли- карбонат	Полифенил сулфид	Поли- пропиле н
Раб. температура	-55...100°C	-55...100°C	-55...140°C	-55...100°C
Коефициент на загубите (tgδ) ¹	0.007... ...0.01	0.002... ...0.003	0.0015	0.0003... ...0.0005
Изоляционно съпротивление ²	5...30 GΩ	4...500 GΩ	10...500 GΩ	30...500GΩ
Диелектрична абсорбция ¹ (%)	0.20...0.25	0.12...0.20	0.05...0.10	0.03...0.15
Температурен коефициент ³	< 200 (ppm/°C)	< (-200) (ppm/°C)	< 80 (ppm/°C)	< (-60) (ppm/°C)
Толеранс (%)	± (5, 10, 20)	± (5, 10, 20)	± (5, 10, 20)	±(5,10, 20)
Работни напрежения	50...400 V	63...400 V	63...400 V	63...630 V
Номинални Капацитети	220pF... ...4.7μF	100pF0.47μF	100pF ...0.47μF	100pF0.22μF

¹) - Измерено при 1KHz и 20°C

²) - Измерено при 20°C

³) - За диапазона 0...50 °C

Означение на някои видове кондензатори производство на WIMA

Вид	Polyester Полиестерни	Polycarbonate Поликарбонатни	PPS Полифенил сулфид	Polypropylene Полипропилен
Метализирани	MKS2	MKC 2	MKI 2	MKP 2
Фолийни	FKS 2	FKC 2	FKI 2	FKP 2

WIMA произвежда миниатюрни кондензатори, като за стойности до $1\mu\text{F}$ са със стъпка между изводите 2.5мм и със стъпка 5мм за стойности от 2 до $10\mu\text{F}$, и с размери съответно 5.5 x 10 x 4.6 и 8.5 x 14 x 7.2 (W x H x L в mm).

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

АНАЛОГОВИ ИНТЕГРАЛНИ СХЕМИ

Операционни усилватели (Биполярна технология)

Модел		LM301A	LM741	LM358 ²	OP07A	AD708 ²
Параметри			LM747 ²	LM324 ⁴		
V_{IO}	mV	2.0	1.0	2.0	0.01	0.03
αV_{IO}	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	6.0	6	7.0	0.6	0.3
I_{IB}	pA	$70 \cdot 10^3$	$80 \cdot 10^3$	$-40 \cdot 10^3$	± 0.7	1000
I_{IO}	pA	$3,0 \cdot 10^3$	$20 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^3$	0.3	500
αI_{IO}	pA/ $^\circ\text{C}$	20	$0,5 \cdot 10^3$	10	12	2,0
r_i	Ω	$2 \cdot 10^6$	$2 \cdot 10^6$	$2 \cdot 10^6$	$80 \cdot 10^6$	$60 \cdot 10^6$
V_{ICRH}	V	$+V_S - 3$	$+V_S - 2$	$+V_S - 1.5$	$+V_S - 1$	$+V_S - 1$
V_{ICRL}	V	$-V_S + 3$	$-V_S + 2$	$-V_S$	$-V_S + 1$	$-V_S + 1$
V_{OH}	V	$+V_S - 2$	$+V_S - 2$	$+V_S - 2.5$	$+V_S - 2$	$+V_S - 2$
V_{OL}	V	$-V_S + 2$	$-V_S + 2$	$-V_S$	$-V_S + 2$	$-V_S + 2$
A_{VD}	V/mV	160	200	100	500	$10 \cdot 10^3$
CMRR	dB	90	90	85	126	140
k_{SVR}	dB	96	90	100	106	130
f_i	MHz	3.0	0.8	1.0	0.6	0.9
SR	V/ μs	10	0.5	0.5	0.3	0.3
I_S^5	mA	1.8	1.7	1.0	2.5	4.5
V_S	V	$\pm 5 \dots \pm 22$	$\pm 5 \dots \pm 22$	3...32	$\pm 3 \dots \pm 18$	$\pm 3 \dots \pm 22$

³⁾ При съпротивление на товара $RL = 2k$

²⁾ /⁴⁾ – два/ четири операционни усилвателя в корпус

⁵⁾ – ток на консумация за един операционен усилвател

Операционни усилватели (CMOS технология)

Модел		TL062C ² TL064C ⁴	TL082 ² TL084 ⁴	LF356 (LF357)	TLC271C TLC27L2 ²	MCP601 602 ² , 604 ⁴
V_{IO}	mV	3 ... 20	3 ... 20	3 ... 20	1.1	2.0
αV_{IO}	$\mu V/^\circ C$	10	8	5.0	1.0	2.5
I_{IB}	pA	30	30	30	0.7	1.0
I_{IO}	pA	5,0	5,0	3,0	0,1	1,0
r_i	Ω	10^{12}	10^{12}	10^{12}	10^{12}	10^{13}
V_{ICRH}^3	V	$+V_S$	$+V_S$	$+V_S - 0,1$	$+V_S - 0,8$	$+V_S - 1,2$
V_{ICRL}^3	V	$-V_S + 3$	$-V_S + 3$	$-V_S + 3$	$-V_S - 0,3$	$-V_S - 0,3$
V_{OH}	V	$+V_S - 2,5$	$+V_S - 3$	$+V_S - 2$	$+V_S - 1,1$	$+V_S - 0,02$
V_{OL}	V	$-V_S + 2,5$	$-V_S + 3$	$-V_S + 2$	$-V_S$	$-V_S + 0,015$
A_{VD}	V/mV	6.0	200	200	500	500
CMRR	dB	86	86	100	97	90
k_{SVR}	dB	95	86	100	97	90
f_i	MHz	1,0	3,0	5,0	0,125	2,8
SR	V/ μs	3,5	13	12	0,05	2,3
I_S^5	mA	0,2	1,4	5,0	0,018	0,23
V_S	V	$\pm 5 \dots \pm 18$	$\pm 5 \dots \pm 18$	$\pm 3 \dots \pm 18$	$3 \dots 16$	$+2.7 \dots 5.5$

Схема за извадка и запомняне (Sample and Hold)

Параметри		V_{IO}	I_{IB}	I_P	r_i	r_O	t_S^1	I_S	V_S
Модел		mV	nA	pA	Ω	Ω	μs	mA	V
LF398		2	10	30	10^{10}	0.5	20	4.5	$\pm 5 \dots \pm 18$

¹⁾ - при $\Delta U_{OUT} = 10V, C_b = 10nF$

Пара метъ Р	Английски термин	Българско значение
V_{IO}	Input offset voltage	Входно остатъчно напрежение
αV_{IO}	Average temperature coeff. of input offset voltage	Среден температурен коефициент на входното остатъчно напрежение
I_{IB}	Input bias current	Среден входен ток
I_{IO}	Input offset current	Разлика от входните токове
αI_{IO}	Average temperature coeff. of input offset current	Среден температурен коефициент на разлика от входните токове
r_i	Input resistance	Входно съпротивление
V_{ICRH}	High-level common-mode input voltage range	Максимална стойност на входното синфазно напрежение
V_{ICRL}	Low-level common-mode	Минимална стойност на входното

	input voltage range	синфазно напрежение
V_{OH}	High-level output voltage	Макс. стойност на изх. напрежение
V_{OL}	Low-level output voltage	Мин. стойност на изх. напрежение
A_{VD}	Large-signal differential voltage Amplification	Коефициент на усилване по напрежение
CMR R	Common-mode rejection ratio	Коефициент на подтискане на синфазния сигнал
k_{SVR}	Supply-voltage rejection ratio	Коефициент на подтискане на захранващото напрежение
f_t	Unity-gain bandwidth	Честота на единично усилване
SR	Slew rate at unity gain	Скорост на парастване на изходното напрежение при единично усилване
I_S	Supply current	Ток на консумация
V_S	Supply voltage	Захранващо напрежение
I_P	Leakage current into hold capacitor	Ток на утечка в запомнящия кондензатор
t_S	Acquisition time	Време за извадка

Аналогови ключове

Модел		ADG	ADG	ADG	ADG	ADG	HCF
		201/202	413	417	436	513	4066B
Параметри		4SPST	4SPST	1SPST	2SPDT	4SPST	-
R_{ON}	Ω	90	25	70	15	75	125
t_{ON}	ns	330	110	150	110	200	160
t_{OFF}	ns	250	100	85	100	50	160
I_{OFF}	$\pm nA$	2.0	0.25	0.25	0.5	0.25	0.01
I_S	μA	600	5	1	250	5	4
V_S	V	± 15	+5 ± 15	+12	± 15	+5	+3 +15
Price	\$	2.0	2.4	1.3	3.7	2.6	0.12

Аналогови мултиплексори

Модел		ADG409	ADG426	ADG428	HEF4051	HEF4067
		2 x 4/1	16/1	8/1	8/1	16/1
R_{ON}	Ω	100	80	60	80	60
t_{ON}	ns	125	160	115	160	100
t_{OFF}	ns	65	150	105	75	100
I_{OFF}	$\pm nA$	0.5	0.5	0.5	0.01	0.2
I_S	μA	75	100	100	20	80
V_S	V	± 15	± 15	± 15	+15	+15
Price	\$	6.9	3.4	4.6	0.13	1.09

1) $-V_{DS}=30V$

	Английски термин	Българско значение
R_{ON}	"On" ohmic resistance	Съпротивление при затворен ключ
t_{ON}	Time "on"	Време на включване
t_{OFF}	Time "off"	Време на изключване
I_{OFF}	"Off" leakage current	Ток на утечка при отворен ключ
I_S	Supply current	Ток на консумация
V_S	Supply voltage	Захранващо напрежение
SPST	Single-pole-single-throw	Един "единичен контакт"
SPDT	Single-pole-double-throw	Един "превключващ контакт"
4,8,16/1	-	4,8,16 входа към един изход
V_{DS}	Drain-source voltage	Напрежение "дрейн-сурс"

Опорни източници

Модел		LM385-1.2	LM385-2.5	TL431C
Параметри				
V_Z	V	1.235	2.5	2.495
αV_Z	ppm/°C	20	20	23
I_{Zmin}	μA	8.0	8.0	400
I_{Rmax}	mA	30	30	10
I_{Fmax}	mA	10	10	150
Z_Z	Ω	0.4	0.4	0.2
Price	\$	0.32	0.33	0.15

Преобразуватели на напрежение в честота (VFC)

Модел		AD7740 (буфериран режим)	LM331
Параметри			
V_{IO}	mV	± 7.0	± 4.0
γ_{nl}	% от обхвата	± 0.018	± 0.01
αV_{IO}	$\mu V/^\circ C$	± 20	± 50
αK_{VFC}	ppm от обхвата/°C	± 4.0	± 30
k_{SVR}	dB	-55	-50
V_{IN}	V	0.1... $V_{DD}-0.2$	-0.2...+($V_{DD}-2V$)
V_{REF}	V	2.5	1.89
I_{IN}	nA	100	-80
f_{OUT}	Hz	0.1 f_T ...0.9 f_T	10...100000
f_T	kHz	32...1000	-
I_S	mA	1.1...1.5	3.0...6.0
V_S	V	3.0...5.25	5.0...40

	Английски термин	Българско значение
VFC	Voltage-to-frequency converter	Преобразувател на напрежение в честота
S&H	Sample and Hold	Схема за извадка и запомняне
V _{IO}	Input offset voltage	Входно остатъчно напрежение
γ _{nl}	Integral nonlinearity	Приведена нелинейна грешка
αV _{IO}	Average temperature coefficient of input offset voltage	Среден темп. коефициент на входното остатъчно напрежение
αK _{VFC}	Gain temperature drift	Температурен дрейф на K _{VFC}
K _{VFC}	Gain	Коефициент на преобразуване
k _{SVR}	Supply-voltage rejection ratio	Коеф. на подтискане на ΔV _S
V _{IN}	Input voltage	Входно напрежение
V _{REF}	Reference voltage	Опорно напрежение
I _{IN}	Input current	Входен ток
f _{OUT}	Output frequency	Изходна честота
f _T	Clock frequency	Тактова честота
t _S	Acquisition time	Минимално време за извадка
I _S	Supply current	Ток на консумация
V _S	Supply voltage	Захранващо напрежение

Интернет адреси на някои производители на електронни компоненти

http://www.national.com	- National Semiconductor
http://www.st.com	- SGS Thomson
http://www.analog.com	- Analog Devices
http://www.ti.com	Texas Instruments
http://www.mot-sps.com	- Motorola semiconductor
http://www.motorola.com	- Motorola, Inc.
http://onsemi.com	- ON Semiconductor
http://www.linear.com	- Linear Technology
http://www.semiconductors.philips.com	- Philips Semiconductors
http://www.wima.de	- WIMA
http://www.intersil.com	- Intersil Home Page
http://www.maxim-ic.com	- Maxim
http://www.microchip.com	- Microchip

Използвани съкращения в текста

А	- променливотоков усилвател
АК	- аналогов ключ
АХ	- амплитудна характеристика
АЦП	- аналого-цифров преобразувател
АЧХ	- амплитудно-честотна характеристика
БАК	- блок аналогови ключове
БИ	- брояч на импулси
БОТ	- блок опорни токове
БУ	- блок за управление
ВЧУ	- високочестотен усилвател
ДДТ	- двоични делители на ток
ДИ	- двуполупериоден изправител
ДМ	- демодулятор
ДЧ	- делител на честота
ЕК	- електронен ключ
И	- интегратор
ИП	- измервателен преобразувател
ИР	- индикатор на резонанса
К	- компаратор / ключ
КГ	- кварцов генератор
М	- модулатор
МДМ	- модулация и демодулация
НО	- нулевият орган (компаратор на нулата)
НЧУ	- нискочестотен усилвател
НЧФ	- нискочестотен филтър
ООВ	- отрицателна обратна връзка
ОП	- обратен преобразувател
ОУ	- операционен усилвател
ПНТ	- преобразувател на напрежение в ток
ПНЧ	- преобразувател на напрежение в честота
ПОВ	- положителна обратна връзка

ПП	- прав преобразувател
ПСН	- преобразувател на съпротивление в напрежение
ПТН	- преобразувател ток-напрежение
ПХ	- преходна характеристика
ПЧН	- преобразувател на честота в напрежение
РБ	- регистър броячи
РДШ	- регистър дешифратори
РМ	- резисторна матрица
РП	- регистър-памет
СИЗ	- схема за извадка и запомняне
ТКе ₀	- температурен коефициент на остатъчното напрежение
ТГ	- тактов генератор
ТКС	- температурен коефициент на съпротивлението
УП	- уравнение на преобразуване
УУ	- управляващо устройство
УФ	- усилвател - формировател
Ф	- формировател
ФГ	- функционален генератор
ФИСП	- формировател на импулси със стабилна площ
ФЧХ	- фазово-честотна характеристика
ЦАП	- цифро-аналогов преобразувател
ЦВДИ	- цифров волтметър с двукратно интегриране
ЦИУ	- цифров измервателен уред
ЦОУ	- цифрово отчетно устройство
ЦФ	- цифров фазомер
ЦФМС	- цифров фазомер за моментна стойност
ЦФСС	- цифров фазомер за средна стойност
ЦЧ	- цифров честотомер
ЧМВ	- чакащ мултивибратор
ШЛУ	- ширококолентов усилвател

Литература

1. Стоянов И. И. Измервания в електрониката. София, "ТУ-София", 1999.
2. Станчев И. Б. Електронни аналогови измервателни уреди. София, "Техника", 1989.
3. Мирский Г. Я. Электронные измерения. Москва, "Радио и связь", 1986.
4. Юдов Д. Д. Аналогова схемотехника. Бургас, "Бургаски свободен университет", 2001.
5. Гутников В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. Ленинград, "Энергоатомиздат" 1980, 1988.
6. Электрические измерения неэлектрических величин. Под редакцией П.В. Новицкого. Ленинград, "Энергия", 1975.
7. Корн Г. А., Корн Т. М. Справочник по математике. Москва, "Наука", 1968.
8. Выгодский М. Я. Справочник по высшей математике. Москва, "Государственное издательство физико-математической литературы", 1963.
9. Марше Ж. Операционные усилители и их применение. Ленинград, "Энергия", 1974.
10. Гигов Х.И. Изследване на възможностите за усъвършенстване на интегриращите аналого-честотни измервателни преобразуватели. Докторска дисертация. Варна, "ТУ-Варна", 1983.
11. Конторович М. И. Операционное вычисление и процессы в электрических цепях. Москва, "Советское радио" 1975.
12. Измерения в электронике. Справочник. Кузнецов В. А. и др. Москва, "Энергоатомиздат", 1987.
13. Мартяшин А.И., Шахов Э.К., Шляндин В.И. Преобразователи электрических параметров для систем контроля и управления. Москва, "Энергия", 1979.
14. Орнатский П. П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. Киев, "Вища школа", 1976, 1983.
15. Гигов Х.И., Янков И.Я. Метод за преобразуване на времеконстанта в период. Авторско свидетелство №46874/26.08.1988г.
16. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. В 3-х томах. Перевод с английского. Москва, "Мир", 1993.
17. Гнатек Ю. Р. Справочник по цифроаналоговым и аналогоцифровым преобразователям. Перевод с английского. Москва, "Радио и связь", 1982.

Съдържание

	Стр.	
Тема I	ОБЩИ ВЪПРОСИ НА ИЗМЕРВАНИЯТА В ЕЛЕКТРОНИКАТА.....	5
Тема II	ИЗМЕРВАТЕЛНИ УСИЛВАТЕЛИ.....	25
Тема III	ИНСТРУМЕНТАЛНИ УСИЛВАТЕЛИ.....	42
Тема IV	ИЗМЕРВАТЕЛНИ ИЗПРАВИТЕЛИ.....	52
Тема V	ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НА НАПРЕЖЕНИЕ В ТОК (СТАБИЛИЗАТОРИ НА ТОК).....	68
Тема VI	ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НА СЪПРОТИВЛЕНИЕ И НА ИЗМЕНЕНИЕТО НА СЪПРОТИВЛЕНИЕ В НАПРЕЖЕНИЕ.....	74
Тема VII	АНАЛОГОВИ ЧЕСТОМЕРИ.....	81
Тема VIII	ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НА НАПРЕЖЕНИЕ В ЧЕСТОТА.....	91
Тема IX	ИЗМЕРВАТЕЛНИ СИНУСОИДАЛНИ И РЕЛАКСАЦИОННИ ГЕНЕРАТОРИ.....	101
Тема X	ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НА R, C и L В ПЕРИОД.....	113
Тема XI	ЦИФРО-АНАЛОГОВИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ	124
Тема XII	ЦИФРОВО ИЗМЕРВАНЕ НА ЧЕСТОТНО - ВРЕМЕННИТЕ ПАРАМЕТРИ НА СИГНАЛИТЕ.....	135
Тема XIII	ЦИФРОВИ ВОЛТМЕТРИ С ДВУТАКТНО ИНТЕГРИРАНЕ.....	151
Приложение 1	МЕТОДИЧНИ УКАЗАНИЯ.....	162
Приложение 2	РЕЗИСТОРИ И КОНДЕНЗАТОРИ.....	165
Приложение 3	АНАЛОГОВИ ИНТЕГРАЛНИ СХЕМИ.....	168
	ИНТЕРНЕТ АДРЕСИ НА НЯКОИ ПРОИЗВОДИТЕЛИ НА ЕЛЕКТРОННИ КОМПОНЕНТИ	172
	ИЗПОЛЗВАНИ СЪКРАЩЕНИЯ В ТЕКСТА	173
	ЛИТЕРАТУРА.....	175